

T.C.  
SÜLEYMAN DEMİREL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

128297

SERVO MOTORLARIN  
BULANIK MANTIK YÖNTEMİ İLE KONTROLÜ

22. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU  
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

ECİR UĞUR KÜÇÜKSİLLE

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
MAKİNE EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

ISPARTA, 2002

128297

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğüne

Bu çalışma jürimiz tarafından MAKİNE EĞİTİMİ ANABİLİM DALI' nda  
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Yrd. Doç. Dr. İhsan KORKUT  
Üye : Yrd. Doç. Dr. S. Abdurrahman SELİK  
Üye : Yrd. Doç. Dr. M. Cengiz KAYACAN

ONAY

Bu tez 19/07/2002 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca belirlenen yukarıdaki jüri  
üyeleri tarafından kabul edilmiştir.

19/08/2002

S.D.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Adı Soyadı: Prof. Dr. Remzi KARAGÜZEL

İmza:



i  
**İÇİNDEKİLER**

İÇİNDEKİLER.....	i
ÖZET .....	v
ABSTRACT .....	vi
TEŞEKKÜR .....	vii
SİMGELER DİZİNİ .....	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	x
TABLolar DİZİNİ .....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. SERVOMOTORLAR .....	4
2.1 DC Motorlar.....	4
2.1.1 Manyetik Alan İçindeki Bobinin İncelenmesi .....	5
2.1.2 Komütasyon .....	6
2.2 DC Servomotorlar .....	10
2.3 AC Motorlar.....	12
2.3.1 Kısa Devre Rotorun Döndürülmesi.....	14
2.3.2 Döner Alan Oluşumu.....	16
2.3.3 Asenkron Motorun Çalışma Prensibi .....	21
2.4 AC Servomotorlar .....	22
2.4.1 AC Servomotor Bileşenleri.....	24
2.4.2 Rotor.....	24

2.4.3 Rotor Yapısında Kullanılan Kalıcı Mıknatıslı Malzemeler ve Özellikleri ....	24
2.4.4 Stator .....	26
2.4.5 Sensörler .....	26
2.4.6 AC Servomotor Karakteristikleri .....	26
2.5 AC Servomotorun Kontrolü.....	27
2.5.1 Rotor Pozisyonu Algılayıcı.....	28
2.5.2 Sinüs-Dalga Üretim Devresi.....	28
2.5.3 DC-SIN Dönüşüm Devresi .....	29
2.5.4 Sinüs dalga PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Devresi.....	29
2.5.5 Hız Algılayıcı.....	31
2.5.6 Kodlayıcılar.....	31
2.5.7 Artırmalı (Incremental ) Encoder .....	32
2.5.8 Mutlak (Absolute) Encoderler .....	33
2.5.9 Resolver .....	35
2.5.10 Kodlayıcıdan Elde Edilen Darbeler ile Hız Miktarının Ölçülmesi....	37
2.6 Atalet Hesapları .....	38
2.6.1 Silindirin Ataleti.....	39
2.6.2 Doğrudan Tahrik .....	40
2.6.3 Dişli Mekanizmalı Tahrik.....	40
2.6.4 Teğetsel Tahrik .....	41
2.6.5 Vidalı Mil Mekanizmalı Tahrik .....	42

2.7 Servo Sistemlerin Hesaplama Adımları .....	42
3. BULANIK MANTIK.....	51
3.1 Bulanık Mantığın Tarihsel Gelişimi.....	51
3.2 Bulanık Küme Teorisi .....	52
3.2.1 Bulanık Küme Kavramı.....	52
3.3 Bulanık Teoride Temel İşlemler .....	54
3.3.1 Bulanık Kümenin Matematiksel Gösterimi .....	54
3.3.2 Kesişme Özelliği .....	54
3.3.3 Evrik Alma Özelliği .....	55
3.3.4 Üs Alma Özelliği.....	56
3.3.5 Bulanık Kümeler Arasındaki Mesafe.....	56
3.4 Klasik ve Bulanık Bağıntılar .....	56
3.4.1 Klasik Kümelerde Bağıntılar .....	57
3.4.2 Bulanık Mantık Bağıntısı .....	58
3.4.3 Kartezyen Çarpımı .....	58
3.4.4 Bulanık Bağıntılarda Kompozisyon.....	59
3.4.5 Bulanık Çıkarım Kompozisyonu .....	59
3.5 Üyelik Fonksiyonları.....	59
3.5.1 Üyelik Fonksiyonunun Kısımları.....	61
3.6 Bulanıklaştırma .....	65
3.6.1 Üyelik Derecesi Atanması .....	66

3.7 Durulaştırma .....	67
3.7.1 Bulanık Kümelerin Lamda Kesimleri .....	68
3.7.2 Bulanık İlişkilerde Lamda Kesimleri .....	69
3.7.3 Durulaştırma İşlemleri.....	69
4. MATERYAL VE METHOD.....	77
4.1 Materyal.....	77
4.2 Metod .....	81
5. ARAşTIRMA BULGULARI VE TARTIşMA .....	84
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	89
KAYNAKLAR.....	90
ÖZGEÇMİş.....	92

## ÖZET

Servo Motorlar; Fırçasız olmaları, hassas kontrol edilebilmeleri gibi nedenlerle günümüz endüstrisinde ve kontrol uygulamalarında sıkça kullanılan elemanlardır. Bütün servo motor uygulamalarında istenen durum; Servo motorun ilk kalkınma anındaki aşma'nın olmaması , sistemin kısa sürede kararlı hale gelmesi ve ani yük değişimlerine karşı sistemin kararlılığının minimum düzeyde etkilenmesidir.

İstenen bu durumları gerçekleştirebilmek için birçok kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Bu kontrol yöntemlerinden biri de bulanık mantık (fuzzy logic) tır. Bulanık mantığın temeli, insan mantığını sözel ifadelerle dökerek taklit etmektir.

Bu çalışmada dokuma makineleri veya CNC takım tezgahlarında kullanılacak bir servo motorun sabit ve değişken yük altındaki hız kontrolü klasik kontrol yöntemleri yerine Fuzzy Logic ile gerçekleştirilmiştir. İleriki bölümlerde Servo Motorun matematiksel denklemleri ile elde edilen kontrol diyagramının bilgisayar ortamında simüle edilmesi sonucunda çizilen grafikler verilmiştir.

**ANAHTAR KELİMELER :** Servo Motor, Bulanık Mantık, Kontrol

## **ABSTRACT**

Servo motors are frequently used elements in today's industry and control implementations in result of being brushless and having controlled sensitively. The required situation in all servo motor implementations is that there is not an over shot at the first working of the servo motor, to become constant of the system in a short time and to be effected the stability of the system at the minimum level contrary to the sudden load changes.

In order to realize these circumstances, many controlling methods have been improved. One of these controlling methods is the fuzzy logic. The basic of fuzzy logic is imitating the human logic by expressions.

In this study, a servo motor, which can be used in textile machines or CNC set workbenches, speed control has been realized by the fuzzy logic instead of classic control methods under the fixed and variable load. . In the following parts, it was presented some graphics which were drawn in the result of the simulation of control diagrams in the computer which was gained by the mathematical equation of servo motor.

**KEY WORDS:** Servo Motor, Fuzzy Logic, Control



## TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın başından sonuna kadar konuları tartışmamda, çalışmayı yönlendirici kritiklerinden ve sürekli tez çalışma sürecindeki sıcak ilgilerinden dolayı sayın danışman hocalarım Yrd. Doç Dr. Ş. Abdurrahman ÇELİK ve Yrd. Doç. Dr. M. Cengiz KAYACAN'a, bugüne kadar maddi ve manevi imkanlarıyla destekleyen aileme ve çalışmam sırasında sürekli moral motivasyon sağlayan arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim.

Ecir Uğur KÜÇÜKSİLLE  
2002



## SİMGELER DİZİNİ

$e$	: Motorda endüklenen gerilim
$M_e(t)$	: Motorda endüklenen moment
$M_y(t)$	: Yük momenti
$j$	: Atalet momenti
$B$	: Sürtünme katsayısı
$R$	: Rotor sargısı toplam direnci
$L$	: Rotor sargısı toplam selfi
$R_f$	: Uyarma sargısı toplam direnci
$L_f$	: Uyarma sargısı toplam selfi
$V$	: Nominal rotor gerilimi
$I$	: Nominal rotor akımı
$n$	: Nominal devir sayısı
$M$	: Nominal yük momenti
$j$	: Atalet momenti
$B$	: Sürtünme katsayısı
$K$	: Motor sabiti
$R$	: Rotor toplam direnci
$L$	: Rotor toplam selfi
$w$	: Açısal hız
$F_y$	: Yük
$F_s$	: Sürtünme kuvveti
$F_{pf}$	: Önyük
$g$	: Yerçekimi ivmesi
$J_{ls}$	: Vidalı mil atalet momenti
$J_y$	: Yük atalet momenti
$J_m$	: Motor atalet momenti
$J_t$	: Toplam atalet momenti
$J_p$	: Kasnak atalet momenti
$L$	: Uzunluk
$N$	: Dişli oranı
$N_y$	: Yük tarafındaki dişli sayısı
$N_m$	: Motor tarafındaki dişli sayısı
$\rho$	: Özgül ağırlık
$P$	: Adım
$R$	: Yarıçap
$R_i$	: İç çap
$R_o$	: Dış çap
$V_y$	: Yük Hızı
$V_m$	: Motor Hızı
$M_s$	: Sürtünme momenti
$M_y$	: Yük momenti
$M_m$	: Motor momenti
$M_i$	: Motora indirgenmiş moment

W : ağırlık  
NX : Negative X Large  
NL : Negative Large  
NM : Negative Medium  
NS : Negative Small  
ZE : Zero  
PS : Positive Small  
PM : Positive Medium  
PL : Positive Large



## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. DC motorların temel çalışma ilkesi.....	4
Şekil 2.2. İçinden akım geçen bobinin manyetik alan içindeki durumu .....	5
Şekil 2.3. Komütasyon olayı .....	7
Şekil 2.4. DC servo motor (Kuo ve Tal, 1978).....	10
Şekil 2.5. AC Motorların Çalışma Prensipleri.....	13
Şekil 2.6. AC motorların temel çalışma ilkesi.....	13
Şekil 2.7. Kısa devre rotorun döndürülmesi.....	16
Şekil 2.8. Üç faz bobininin altı oluklu statora yerleştirilişi.....	17
Şekil 2.9. 3 fazlı alternatif akımın değişim eğrisi.....	18
Şekil 2.10. Döner alanın durumları.....	19
Şekil 2.11. Çeşitli anlarda stator sargılarından geçen 3 fazlı alternatif akımın meydana getirdiği kutuplar.....	20
Şekil 2.12. 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motor.....	22
Şekil 2.13. AC servo motorun yapısı.Rotor 2 kutuplu.....	23
Şekil 2.14. AC servomotorun kesiti(AC Motor,1998).....	23
Şekil 2.15. Silindirik yapıda yay şekilli mıknatıs ve çıkıntılı kutuplu mıknatıs yapısı .....	24
Şekil 2.16. AC servomotor ve DC motor performans eğrileri (Mamur, 1996)...	27
Şekil 2.17. AC servomotorların kontrolüne ait blok diagramı (Mamur, 1996) .....	28
Şekil 2.18. Sinüs dalga PWM esaslı (Mamur, 1996) .....	30
Şekil 2.19. Kodlayıcı faz sinyalleri ve dönme yönünün belirlenmesi.....	32
Şekil 2.20. Artırımlı (Incremental ) enkoderin kesiti (Babaoğlu, 2002).....	33
Şekil 2.21. Mutlak (Absolute) enkoderin kesiti (Babaoğlu, 2002).....	34
Şekil 2.22. Motorun Encoder ile geri beslenmesi.....	35
Şekil 2.23. Resolver.....	35
Şekil 2.24. Resolver Şematiği.....	35
Şekil 2.25. Resolver blok şeması (Babaoğlu,2002) .....	36
Şekil 2.26. Motorun resolver ile geri beslenmesi .....	37
Şekil 2.27. Dönme hızının hesaplanması .....	37
Şekil 2.28. Katı Silindir.....	39
Şekil 2.29. İçi boş Silindir .....	39
Şekil 2.30. Doğrudan Tahrik .....	40
Şekil 2.31. Hız çevirici motor ile yük arasında .....	41
Şekil 2.32. Teğetsel Tahrik.....	41
Şekil 2.33. Vidalı Mil Mekanizmalı Tahrik .....	42
Şekil 2.34. Uygulamaya ait grafik .....	43
Şekil 3.1. Klasik ve Bulanık Mantıkta Hız Grafiği.....	53
Şekil 3.2. a) Birleşme b) Kesişme.....	55
Şekil 3.3. Evriklilik özelliği .....	55
Şekil 3.4. X ve Y kümeleri için bağıntı ağı .....	57
Şekil 3.5. Bulanık küme .....	60
Şekil 3.6. Üyelik Fonksiyonu Kısımları.....	61
Şekil 3.7. Bulanık kümeler; (a) normal, (b) normal olmayan .....	62

Şekil 3.8. Bulanık kümeler; (a) dış bükey, (b) dış bükey olmayan .....	63
Şekil 3.9. Dış bükey bulanık kümelerin kesişimi .....	64
Şekil 3.10. Gauss Bulanık Kümesi .....	65
Şekil 3.11. Prezisyon (a) bulanık, (b) klasik .....	66
Şekil 3.12. Sıcaklık Bulanık Alt Kümeleri.....	67
Şekil 3.13. $\underline{A}$ bulanık kümesi.....	68
Şekil 3.14. İki bulanık kümenin; (a) Birleşimi (b) Kesişimi .....	70
Şekil 3.15. Bulanık küme çıktısı (a) Girdi ilk kısmı (b) Girdi İkinci kısım .....	71
(c) İkisinin Birleşimi .....	71
Şekil 3.16. En büyük üyelik derecesinin durulaştırması .....	71
Şekil 3.17. Sentroid yöntemiyle durulaştırma .....	72
Şekil 3.18. Ağırlıklı ortalama yöntemi durulaştırması.....	72
Şekil 3.19. Ortalama en büyük üyelik durulaştırması.....	73
Şekil 3.20. Toplamların merkezi durulaştırması.....	74
Şekil 3.21. En büyük alan merkezi ile durulaştırma .....	75
Şekil 3.22. İlk ve Son En büyük Üyelik Dereceleri İle Durulaştırma.....	76
Şekil 4.1. Model Olarak Alınan DC Servo Motor Eşdeğer Devresi .....	77
Şekil 4.2. Servo Motorun Transfer Fonksiyonu .....	80
Şekil 4.3. Bulanık Kontrol İçin Seçilen Model .....	81
Şekil 4.4. Hata (e)'ye ait üyelik fonksiyonu.....	81
Şekil 4.5. Hatadaki Değişim (ce)'ye ait üyelik fonksiyonu .....	82
Şekil 4.6. $w(\text{Hız})$ 'ye ait üyelik fonksiyonu .....	82
Şekil 5.1. Servo Motorun Bulanık Mantık Kullanılmadan Kontrolü İçin Kullanılan Simulink Modeli .....	84
Şekil 5.2. Fuzzy Logic Kullanılmadan Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği .....	84
Şekil 5.3. Servo Motorun Bulanık Mantık Kullanılarak Kontrolü İçin Kullanılan Simulink Modeli .....	85
Şekil 5.4. Fuzzy Logic Kullanılarak Kontrol Edilen Servo Motorun Hız Zaman Grafiği .....	85
Şekil 5.5. Çalışmada Servo Motorun Hız Tork Grafiği .....	86
Şekil 5.6. Servo Motora Uygulanan Değişken Yük.....	87
Şekil 5.7 Fuzzy Logic Kullanılmadan Değişken Yük Altında Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği .....	87
Şekil 5.8 Fuzzy Logic Kullanılarak Değişken Yük Altında Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği .....	88

**TABLULAR DİZİNİ**

Tablo 2.1. Encoder ile Resolverin Karşılaştırılması.....	37
Tablo 4.1. Bulanık Mantıkta Kullanılan Kural Tablosu.....	82



## 1.GİRİŞ

Günümüz imalat sanayiinde kullanılan makinaların hızlı çalışmaları, üretimin artması bakımından önemlidir. Üretimde insan faktörünün en aza indirilmesi, üretimin kalitesi ve üretimin eşdeğerliği bakımından önem arz etmektedir. Bunu gerçekleştirecek sistemlere otomasyon sistemleri adı verilmektedir.

Endüstriyel süreç kontrolünde bazı zorluklar vardır. Bu zorluklar sürecin matematiksel modelinin bilinmemesi, kontrol edilecek sistemin lineer olmaması, ölçme zorlukları, model parametrelerinin zamanla büyük değişiklikler gösterebilmesidir. Ayrıca, istenilen sistem davranışı ve bunun gerçekleştirilmesi için gerekli sınırlamalar nümerik değerlerle ifade edilemeyebilir. Böyle durumlarda bir uzman kişiden yararlanmak gerekir. Uzman kişi denetiminde kesin matematiksel ilişki yerine “sıcak”, “az sıcak”, “ılık”, “soğuk” gibi sözel ifadeler kullanılır. Fuzzy kontrol bu tür bulanık mantık ilişkileri üzerine kurulmuştur (Alkan, 1994).

İçinde bulunduğumuz sanayi sürecinde servo motorlar küçük olmaları, az yer kaplamaları, fırçasız olmaları, değişik kumanda ve komutlarla duyarlı olarak geniş bir hareket kabiliyetlerinin bulunması sebebiyle günümüzde otomasyon sistemlerinin oluşturulmasında kullanılan en önemli elemanlardır.

Servo Motor sistemleri belirli bir tasarım ve uygulama zorlukları olmadan, basit düşük sıralı (ikinci veya üçüncü sıra) sistemler olarak kabul edilebilirler (Shieh and S.Li,1998). Dinamik sistemlerdeki nonlineer parametrelerin optimizasyonu sağlanabildiğinden servo motor kontrol tercih nedeni olmaktadır (Makkonen ve Koivo, 1994). Bununla birlikte, yük etkilerinin sistem cevabı üzerinde engelleyici bir etkisi vardır. Yük değiştirildikçe, genellikle orijinal kontrollerler tasarım performansını koruyamaz ve böylece yeni sistem durumları için kontrollerin tasarımının yeniden yapılması gerekir (Shieh and S.Li,1998). Ayrıca, servo motorun bir dinamik sistem olduğu düşünülürse, motorda oluşan sürtünmeler, ani ve şiddetli geri kaçmalar ve motor kalkma momentindeki düzensizlikler gibi bazı parametrelerin nonlineer davranışlar gösterdiği bilinmektedir. Motorda oluşan bu

bozucu etkiler hem motor performansını hem de motorun kontrol ettiği dinamik sistemin performansını olumsuz yönde etkilemektedir (Makkonen ve Koivo, 1994). Motorlardaki bu olumsuz etkileri minimize etmek için PID, Adaptive, Sliding Mode gibi birçok kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden biri de bulanık mantık (Fuzzy Logic)'tir.

Son on yıl boyunca bulanık mantık kontrol teknolojisi birçok endüstriyel tasarımda yaygın olarak uygulanmakta ve çalışmaktadır. Bulanık mantık servo motor kontrolü için iyi bir uygulama alanıdır (Shieh and S.Li, 1998).

Ming-Yuan Shieh ve Tzuu-Hseng S.Li çalışmalarında servo motorların pozisyon kontrolünü bulanık mantık yöntemiyle gerçekleştirmişlerdir (Shieh and S.Li, 1998). Arto Makkonen ve Heikki N.Koivo çalışmalarında bir nonlineer servo motor modelinin bulanık mantık ve diğer kontrol yöntemleriyle kontrol performansını simüle edip, bulanık mantıkla kontrol edilen motorun performansının daha iyi olduğunu göstermişlerdir (Makkonen ve Koivo, 1994). Texas Instrument firması kendi geliştirdiği bir FLC(Fuzzy Logic Controller) ile servo motorun hız kontrolünü gerçekleştirmiştir (Texas Instrument, 1993). Şenol Alkan Yüksek Hızlı Fuzzy Kontrolcü Kullanarak Bir Servo Motorun Adaptif Kontrolünü gerçekleştirmiştir (Alkan, 1994). Ömer Faruk Bay ve Şevki Demirbaş çalışmalarında fırçasız DC servomotorun kontrolü için bir simulink toolbox geliştirmişler ve hızı kontrol etmek için bulanık mantık denetleyicisi kullanmışlardır (Bay ve Demirbaş, 1998). Teresa Orlowska-Kowalska, Krzysztof Szabat, Krzysztof Jaszczak çalışmalarında Parametrelerin ve PI tipi Fuzzy Logic kontrolcüsünün yapısının DC sürücü sistem dinamikleri üzerindeki etkisini incelemişlerdir (Kowalska vd., 2002).

Bu çalışmada bir dc servo motorun sabit ve değişken yük altındaki hız kontrolü klasik kontrol yöntemleri yerine fuzzy logic ile gerçekleştirilmiştir. Burada amaç, servo motorun ilk çalışma anında meydana gelen aşmayı ortadan kaldırmak ve servo motoru daha kısa sürede kararlı hale getirmektir. Bu uygulama için, önce dc servo motorun matematiksel denklemleri çıkarıldı ve transfer fonksiyonu belirlendi. Daha



sonra bu sisteme etkiyen parametreler belirlenerek yine matlab programının fuzzy logic toolbox'ında fuzzy kontrolcü tasarlandı. Son olarak matlab simulink modülü kullanılarak kontrol işlemi simüle edildi.

2. bölümde servo motorlar, çeşitleri ve herhangi bir uygulama için kullanılacak servo motorun seçimi için gerekli olan adımlar anlatılmıştır. 3. bölümde bulanık mantığın tarihsel gelişimi ve bulanık mantık hakkında bilgiler verilmiştir. 4. bölümde tezde kullanılan servo motor modeli ve metod hakkında ayrıntılı bilgi verilmiştir. 5. bölümde simülasyon sonucunda çıkan grafikler çizilmiş ve açıklanmıştır.



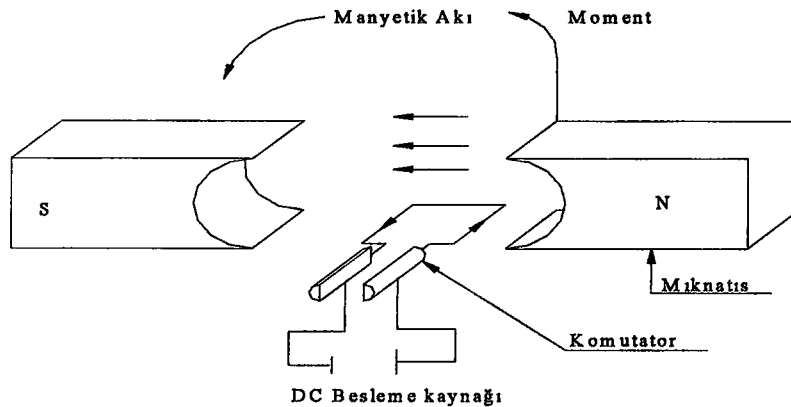
## 2. SERVOMOTORLAR

Günümüzde servo motorların AC ve DC modelleri endüstriyel uygulamalar ve akademik çalışmalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. AC ve DC servo motorların avantaj ve dezavantajlarının tam olarak anlaşılabilmesi için AC ve DC motorların yapısı aşağıdaki bölümlerde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

### 2.1 DC Motorlar

DC motorların çalışma esası şematik olarak şekil 2.1'de gösterilmektedir. Fırça ve komütatör vasıtasıyla rotor sarımlarından geçen akım, kalıcı mıknatıslardaki N ve S kutupları ile elde edilen manyetik alan dolayısı ile rotorda bir moment oluşturur. Rotor  $90^\circ$  döndürüldüğünde, akım doğrultusu komütatör etkisi ile tersine çevrilir ve böylece rotor dönmeye devam eder. Rotor enerjilendirilerek Şekil 2.1'de gösterilen pozisyonundan döndürülmeye başlanırsa, moment yavaşça azalmaya başlar ve rotor  $90^\circ$  döndüğünde sıfır değerini alır. Bu pozisyonda moment sıfır olsa dahi eylemsizlik dolayısı ile rotor dönmeye devam eder. Rotor  $90^\circ$  den biraz fazla döndüğünde, komütasyon devam eder ve moment yavaşça artmaya başlar (Kuo ve Tal, 1978).

Şekil 2.1'deki konfigürasyonla elde edilen moment geniş bir aralıkta değişir. Pratikte kullanılan motorlar çok sayıda komütatör segmentinden ibarettir; ki hafif bir dönme miktarı ile komütasyon elde edilebilir. Şekil 2.1'de gösterildiği gibi, DC motorda manyetik alan hatları akımı dik doğrultularda keserler. Bu çalışma karakteristiği sayesinde üretilen moment ile rotor sarımlarından geçen akım daima orantılıdır.



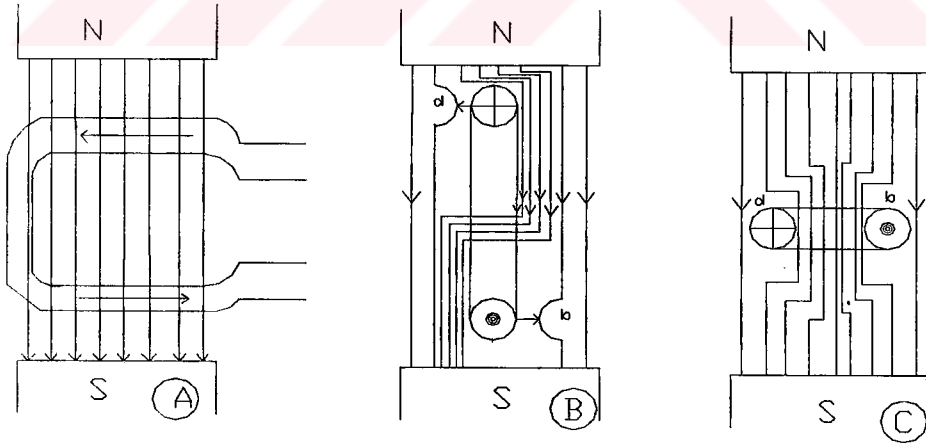
Şekil 2.1. DC motorların temel çalışma ilkesi

### 2.1.1 Manyetik Alan İçindeki Bobinin İncelenmesi

Doğru akım motorlarının çalışma prensibinin daha iyi anlaşılabilmesi için öncelikle bir bobinin manyetik alan içerisindeki davranışlarının incelenmesi gerekir.

Şekil 2.2. A'da N-S kutupları arasında bir eksen etrafında dönebilen ek sarımlı bir bobin yerleştirilmiştir. Şekil 2.2. B'de olduğu gibi bobinden, akım geçirildiğinde, bobinin a- b kenarları üzerinde itici kuvvetler oluşur.

Şekle göre bobinin a kenarının sola, b kenarının sağa itildiği görülür ve itilme sonunda bobin Şekil 2.2. C'deki konumu alır. Fakat bu durumda, a ve b kenarları birbirinin tersi yönünde kuvvetler tarafından itileceklerinden bobinin hareketi durur. Bobinin durmasına engel olmak için, a kenarı N kutbunun etkisi altından kurtulup S kutbunun etkisi altına girerken, içinden geçen akımın yönünün değiştirilmesi gerekir. Bunu sağlamak için bobin uçlarının iki dilimli bir şekilde kollektöre bağlanıp, fırçalardan akım verilmesi gerekir (Babaoğlu,2002).



Şekil 2.2. İçinden akım geçen bobinin manyetik alan içindeki durumu

### 2.1.2 Komütasyon

Komütasyon olayında kollektör ve fırçalar önemli rol oynamaktadır.

**Kollektör :** Doğru akım makinelerinde , endüvide endüklenen e.m.k'ı doğrultmaya yarar (Babaoğlu,2002).

**Fırçalar :** Doğru akım makinelerinde endüvide endüklenen akımı dış devreye alabilmek için kullanılırlar. Fırçalar, makinenin akım şiddetine ve gerilimine göre sert, orta sert, ve yumuşak karbon veya karbon bakır alaşımından yapılırlar . Doğru akım makinelerinde aşınma ve iyi komütasyon elde etmek istendiğinden saf bakır fırça kullanılmaz (Babaoğlu,2002).

Şekil 2.3.'deki endüvi üzerinde komütasyon olayının nasıl gerçekleştiği gösterilmiştir. Endüvi yavaş yavaş döndürülürse a - b – c şekillerinde gösterilen olaylar meydana gelmektedir.

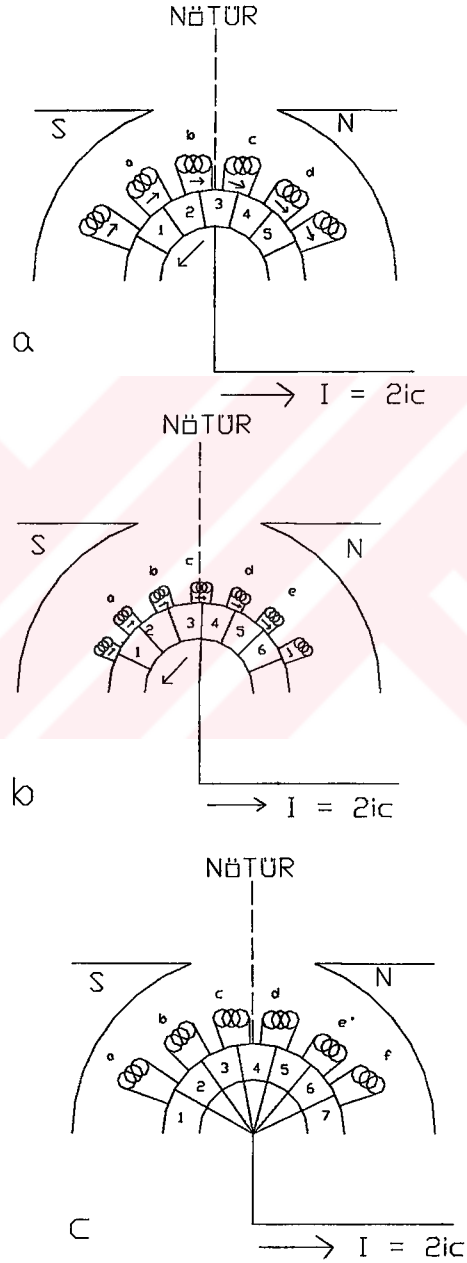
Şekil 2.3.a da a-b ve c-d bobinlerinden geçen kol akımları 3 numaralı dilime gelmekte ve buradan fırçaya geçerek dış devreye gitmektedir. Dış devreye giden endüvi akımı kol akımlarının toplamı olup;

$$I = 2 \cdot i_c \text{ dir} \quad (2.1)$$

Şekil 2.3. b de 3 ve 4 numaralı kolektör dilimleri fırça tarafından kısa devre edilmiştir. Bu anda c bobini kısa devre edilmiş olur. Dolayısıyla N kutbu altındaki bobinlerden geçen  $i_c$  akımı c bobininden geçmeden 4 numaralı dilim üzerinden dış devreye gitmek ister. a- b bobinlerinden gelen  $i_c$  akımı, yine 3 numaralı dilimden fırçaya ve oradan dış devreye geçmektedir (Babaoğlu,2002).

Endüvi biraz daha döndüğünde Şekil 2.3. c elde edilir. Bu durumda fırça, yalnız 4 numaralı dilime basmaktadır. c bobini kısa devre halinden

kurtulmuştur ve S kutbu etki alanına girmeye başlamıştır. Aynı anda c bobini, a ve b bobinleri ile seri bağlı duruma geçer. Artık a – b bobinlerinden gelen akım c bobininden de geçerek 4 numaralı dilime ve oradanda dış devreye gider.



Şekil 2.3. Komütasyon olayı

Şekillere dikkat edildiğinde , incelenen bu üç durumda da c bobinindeki akım yön değiştirmiştir.

Doğru akım makinalarında endüvideki bir bobinde akımın , kollektör ve fırçalar yardımıyla yön değiştirmesi olayına komütasyon denir.

Komütasyonda c bobininde akımın yön değiştirmesi anında bazı elektriki olaylar meydana gelir. a durumunda c bobininden  $i_c$  akımı geçmektedir. Geçen bu bakımdan dolayı c bobini etrafında bir manyetik alan oluşur. b durumunda , fırçanın 4 numaralı dilime değdiği an, c bobininden geçmekte olan i akımı saniyenin çok küçük bir kısmında sıfır olmak ister. c bobininden geçen akım sıfır olurken, meydana getirdiği manyetik alanda sıfır olmak isteyecektir. Bu manyetik alanın kısa zamanda sıfır olmak istemesi, bobin üzerinde büyük bir özindükleme e.m.k.'nin doğmasına neden olur. Meydana gelen özindükleme e.m.k.'nin yönü lenz kanununa göre bulunur.

Bilindiği üzere, içinden akım geçen bir bobinin meydana getirdiği manyetik alandaki değişim, alanı meydana getiren akımın değişmesine engel olacak yönde bir e.m.k.'nin doğmasına neden olur. Burada c bobininde meydana gelen e.m.k.'nin yönü, bobinden geçen akımın değişmesine veya sıfır olmasına engel olacak şekildedir. Dolayısıyla özindükleme e.m.k 'nin etkisi ile c bobinindeki akım, birden sıfır olmaz ve aynı yönde geçmeye devam etmek ister. Fakat değerinde devamlı azalma olur.

Endüvi devamlı hareket halinde olduğundan c bobini kısa bir süre sonra a ve b bobinleri ile seri bağlı duruma geçmeye başlar. Bu anda c bobinindeki akım, ters yönde c değerini almak ister. Akımın yön ve değer değiştirmesi, bobin üzerinde yine bir özindükleme e.m.k.'nin doğmasına neden olur.

Fırça 3 numaralı dilimden ayrılacağı an, c bobininde doğan özindüklenme e.m.k.'nin etkisi ile, bobindeki akım eski yönünde akmaya devam etmek ister. Diğer taraftan a- b bobinlerinden gelen iç akımının tamamı fırçanın çok küçük bir kısmından dış devreye geçmek ister. Bu durum fırçanın bu kısmında akım yoğunluğunun artmasına ve ısınarak kızmasına, dolayısıyla bir kıvılcım meydana gelmesine neden olur. Meydana gelen bu kıvılcım fırça ve kollektörün kısa zamanda bozulmasına ve makinelerin kullanılmaz hale gelmesine sebep olur.

Fırçaların fırça tutucusuna bağlanışındaki bir hata veya kömür ile fırça yuvası arasındaki boşluğun fazla oluşu da kıvılcıma neden olabilir.

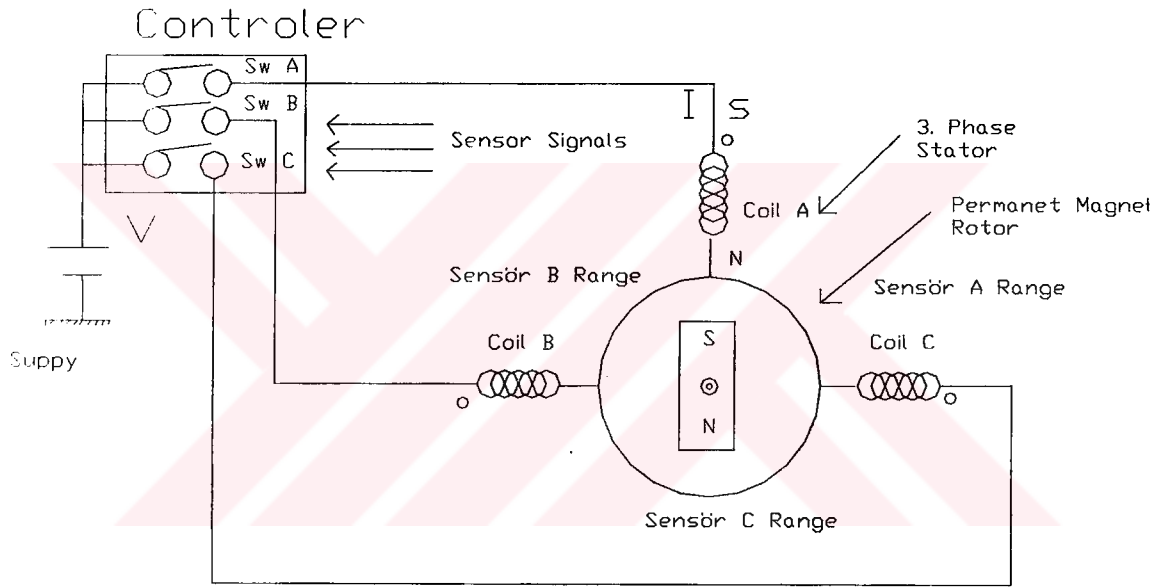
Fırçaların kollektör yüzeyine belirli bir basınçla basması gerekir. Bu baskı bir yay ile sağlanır. Çalışma anında yay basıncı zamanla azalır ve kıvılcıma yol açar. Bunun için arada bir yay basıncı kontrol edilerek yeniden ayarlanmalıdır.

Fırçalar arasındaki uzaklığın eşit olmaması ve kutuplarla endüvi arasındaki hava aralığının farklı olması; Komütasyonun bozulmasına ve kollarında endüklenen gerilimlerin farklılığına , dolayısı ile iç devrede sirkülasyon akımlarının doğmasına neden olur.

İyi bir komütasyon için fırçaların uygun nitelikte seçilmiş olması çok önemlidir. Komütasyonun zor olduğu durumlarda geçiş direnci yüksek olan fırçalar kullanılır. Böylece komütasyondaki bobinde akımın yön değiştirmesi çok kolaylaşır. Ayrıca , fırçaların kollektör yüzeyine uyacak şekilde alıştırılmış olması gerekir.

## 2.2 DC Servomotorlar

Şekil 2.4.'de DC servo motorun çalışması görülmektedir. DC servo motorda sıradan motordaki endüvinin yerini, sabit mıknatıs almıştır. Bu yüzden bu tip motorlara sabit mıknatıslı motorda denir. Temel olarak rotor pozisyonuna göre anahtarların açılıp kapanmasıyla sabit mıknatısın dönmesi esasıyla çalışır. Bu iş şekilde görüldüğü üzere anahtarlara bağlı A, B ve C bobinleri vasıtasıyla gerçekleştirilir.



Şekil 2.4. DC servo motor (Kuo ve Tal, 1978)

A ile B bobini arasında b sensörü, B ile C arasında c sensörü, A ile C arasında ise a sensörü vasıtasıyla denetlenmektedir. Yani A, B, ve C sensörleri  $120^\circ$  lik bölgeleri kontrol etmektedir. Eğer sabit mıknatısın S kutbu A ve B bobinleri arasında ise b sensörü aktif hale geçecektir ve bu sensör kontrol devremizdeki b anahtarını açacaktır. Endüklenen bobin sabit mıknatısın S kutbunu etkileyecektir ve kendine doğru çekecektir. Oluşacak momentle sabit mıknatıs hareketine başlayacaktır. Bu momentin değeri bobinlerde endüklenen alanla orantılı olur. Bu alan da kaynak voltajı ile ayarlanabilir. Sabit mıknatıs hareketine devam ederken B bobiniyle çakıştıklarında b sensörü görevini



tamamlayacaktır. Sabit mıknatıs ataleti nedeniyle biraz daha yol alacak ve c sensörünün kontrol ettiği 120° lik bölgeye gelecektir. Artık c sensörü aktif hale gelmiştir. Bu sensör C anahtarını kapatarak C bobininde alan endüklenmesine ve sabit mıknatısın hareketinin C bobinine doğru devam etmesine sebebiyet verecektir. Bu anda A ve B anahtarların kapalı olduğuna dikkat edilmelidir. Sabit mıknatısın S kutbu C bobiniyle çakıştığı anda c sensörü devreden çıkar ve C anahtarı kapanır. Yine sabit mıknatıs (rotor) dönme ataleti nedeniyle a sensörünün kontrol ettiği bölgeye girer. Dolayısıyla A anahtarı kapanıp A bobininde endüklenen alan sabit mıknatısın S kutbunu çeker. Böylece sabit mıknatıs bir turunu tamamlamıştır. Bu olay zincirleme olarak devam eder. Bu dönüşün hızı voltajı ayarlanarak değiştirilebilir.

Burada incelenen 3 bobinli motorun dışında uygulama alanlarına göre 2 veya 4 bobinli olarak üretilen motorlar da bulunmaktadır. Ancak genellikle 3 bobinli modeller daha sıklıkla kullanılmaktadır (Mamur, 1996).

Buradaki anahtarlar yarı iletken malzemeler olup genelde transistörler kullanılmaktadır. Servomotorların gelişiminde rol oynayan en büyük etken bu yarı iletkenlerdir.

DC motorla DC servomotorun kısaca karşılaştırması yapılırsa; Sıradan DC motorda komütatörün üstlendiği döner alan oluşturma görevini DC servomotorda yarı iletken anahtarlama elemanları üstlenmiştir (Mamur, 1996).

DC servomotorun en açık üstünlüğü fırça elemanlarının olmamasıdır. Bu sebeple fırçaların bakımı diye bir şeyden bahsedilmez ve fırçalardan kaynaklanan çoğu problem elimine edilmiştir.

Komütatörlü DC motorlarda oluşan problemler bazen çok açık bir şekilde belli olmaz. Bazen fırçalarda oluşan pislenme dahi problem teşkil edebilir. Fırçaların performansı ve ömrü atmosferik şartlarla bile değiştiğinden dolayı değişik ortam koşullarında değişik yapılı fırçalar kullanılabilir.

Fırçasız konfigürasyonda sarımların sabit stator içine sarılması sebebi ile ısı yalıtımı için daha fazla en-kesit alanı sağlanabilmekte ve sargılarda oluşabilecek ısı artışı algılama elemanları vasıtasıyla kolayca algılanabilmektedir (Mamur, 1996).

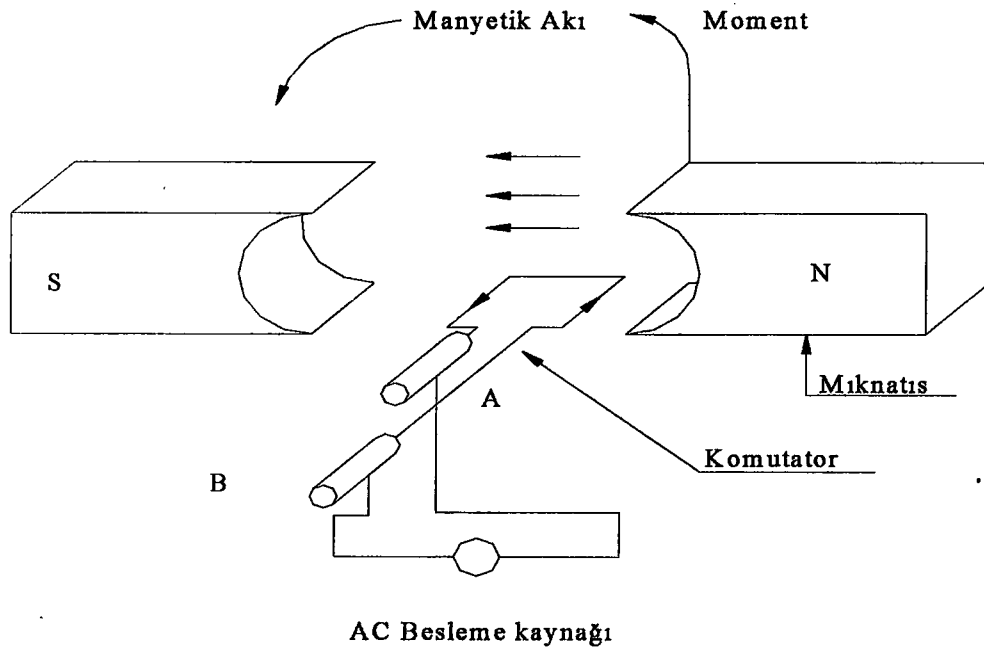
DC servomotorlarda verim eş ölçülerdeki bir DC komütatörlü motora oranla daha yüksektir ve fırçaların sürtünme etkisi olmadığından dolayı sürtünme kuvveti verime katkıda bulunur. Komütatör ve fırça aksamının yokluğu motor boyunu düşürür. Bu sadece motor hacmini düşürmekle kalmaz rotor destek rulmanları arasındaki mesafe ve rotor boyunun kısalması dolayısı ile rotorun yanıl rijitliği de artırılmış olmaktadır. Bu özellikle yüksek hız/eylemsizlik oranına gereksinim duyulan uygulamalarda önemlidir.

Fırçasız motorun yukarıda belirtilen üstünlüklerinin yanında dezavantajları olarak; Rotor pozisyonunun bir kodlayıcı vasıtasıyla mutlak olarak algılanması ve motor kontrol devresinin kompleks olması gösterilebilir (Mamur, 1996).

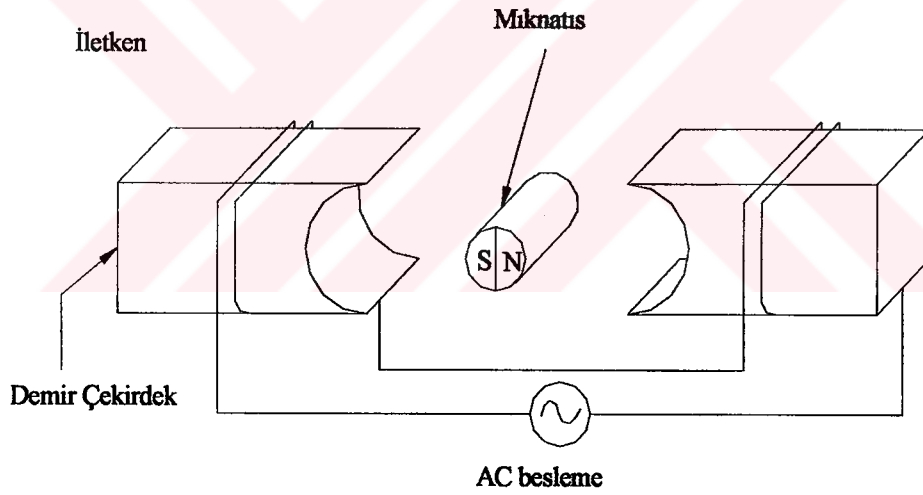
### **2.3 AC Motorlar**

Şeki 2.5’de gösterilen motorda komütatör yerine bir kayar bilezik kullanılmaktadır. A fırçasını pozitif B fırçasını negatif yapacak şekilde motor enerjilendirildiğinde DC motorda olduğu gibi rotoru döndüren moment elde edilir. Verilen enerji alternatif enerji olduğundan DC motorda sürekli dönmeyi sağlayan komütasyon olayı doğal olarak sağlanmış olur. Sonuçta bir alternatif güç kaynağı ile alternatif akım frekansına uygun düşen bir dönme hızında (senkron hız) rotorun sürekli olarak dönmesi sağlanır (Babaoğlu, 2002; Mamur,1996).

Şekil 2.5’de gösterilen motor fırçalar ve kayar bilezik ile donatılmıştır. Şekil 2.6’da gösterilen düzen ile fırçalar elimine edilebilir. Bunlardan ilk bahsedilen motor tipi döner-armatür tip ve ikincisi ise döner-alan tipli motor olarak adlandırılır. AC servomotorlar döner alan tipli motor yapısındadır.



Şekil 2.5. AC Motorların Çalışma Prensibi



Şekil 2.6. AC motorların temel çalışma ilkesi

Bu kısımda AC servomotrola çok benzerlik gösteren asenkron motorun yapısı üzerinde durulacaktır.

Rotor şekline göre iki tip AC asenkron motor vardır.

a) Sincap Kafesli Rotorlu (Kısa Devre Rotorlu) Motor

## b) Bilezikli Rotorlu (Sargılı Rotorlu) Motor

Burada yapısı AC servomotora çok benzediğinden dolayı sincap kafesli rotorlu motoru incelenecektir.

### 2.3.1 Kısa Devre Rotorun Döndürülmesi

Şekil 2.7.'de görüldüğü gibi, NS daimi mıknatıs kutuplarının ortasına kısadevrelili bir rotor yerleştirilmiş ve kutupların bulunduğu gövde bir motorun kasnağına kayışla bağlanmıştır. Kasnaktan alınan hareketle NS kutuplarının tesbit edildiği gövde döndürülünce, kısadevrelili rotorun da aynı yönde dönmeye başladığı görülür.

a) Kutuplar dönmediği zaman, N kutbundan çıkan manyetik kuvvet çizgileri rotordan geçerek S kutbuna gelirler ve iki kola ayrılarak demir gövde üzerinden N kutbuna dönerler. Manyetik kuvvet çizgileri sayısında bir değişme olmadığı ve rotordaki kısadevre çubukları kesilmedikleri için rotor çubuklarında bir emk endüklenmez.

b) Kutuplar saat ibresi yönünde (n) devri ile döndürülürse; N kutbundan S kutbuna giden manyetik kuvvet çizgileri, duran rotorun kısa devre çubuklarını kestikleri için çubuklarda emk'ler endüklenir. Bakır veya alüminyum çubuklar rotorun iki tarafındaki bakır veya alüminyum halkalarla kısa devre edilmiş oldukları için çubuklardan endükleme akımları geçer. Rotorun N S kutuplarının döndüğü yönde dönmesi iki şekilde açıklanabilir.

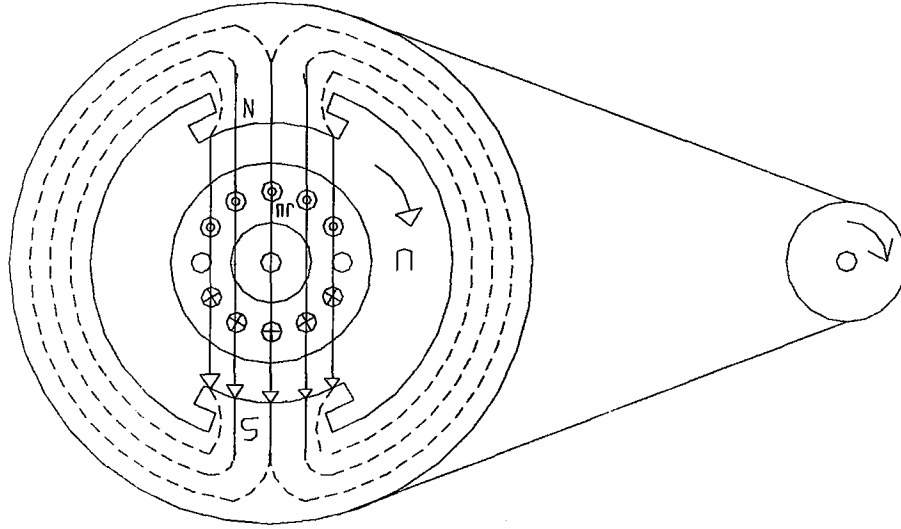
a) Manyetik alan içinde bulunan rotor çubuklarından endüksiyon akımını geçince, herbir çubuk manyetik alanın dışına doğru itilecektir. Şekil 2.7.'deki N kutbunun altındaki çubuklarda akım yönü kağıttan bize doğru, S kutbunun üstündeki çubuklarda ise akım yönü bizden kağıda doğrudur. Çubukların manyetik kuvvet çizgilerini kesme yönüne göre, sağ el kuralı ile çubuklardan geçen akımların yönü yukarıda açıklandığı gibi bulunur. Manyetik alan içinde

bulunan bir iletkenin akım geçtiğinde iletkenin itiliş yönü sol el kuralı ile bulunur. Şekil 2.7.'de N kutbunun altındaki çubuklar sağ tarafa , S kutbunun üstündeki çubuklar ise sol tarafa itilirler. Meydana gelen kuvvet çiftinin etkisi ile rotor saat ibresi yönünde dönmeye başlar.

b) Rotor çubuklarından geçen endüksiyon akımları rotorda  $N_r$  ve  $S_r$  olmak üzere rotor kutupları oluşturur. Dönen N S kutuplarının etkisi (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker ilkesi) ile rotor saat ibresi yönünde dönmeye başlar.

Rotor dönmeye başlayınca, N S kutupları manyetik akısının rotor çubuklarını kesme hızı da azalacağı için rotor çubuklarında endüklenen emk 'ler azalır. Dolayısıyla, çubuklardan geçen endüksiyon akımları da azalır. Rotoru döndüren döndürme momenti de zayıflar.

Rotorun devri, dönen N S kutuplarının devrine eşit olduğu zaman, rotor çubukları manyetik kuvvet çizgileri tarafından kesilmez ve rotor çubuklarında emk'ler endüklenmez. Dolayısıyla, çubuklardan endüksiyon akımı geçmez. Kısadevre çubuklarından akım geçmeyince manyetik alan tarafından itilmezler. Rotoru döndüren moment ortadan kalkınca, N S kutupları ile beraber aynı devirde dönmekte olan rotorun devri azalır, yani rotor geri kalır. İşte bu sırada rotor çubukları yeniden manyetik kuvvet çizgileri tarafından kesilmeye başlar ve çubuklarda emk'ler endüklenir, endüklem akımı (endüksiyon akımı) geçer. Rotor manyetik alan meydana getirir ve dönen N S kutuplarının peşinden sürüklenerek dönmeye devam eder. Hiçbir zaman rotorun devir sayısı N S kutuplarının devir sayısına eşit olmaz (Babaoğlu, 2002).



Şekil 2.7. Kısa devre rotorun döndürülmesi

Aşağıda döner alanın mekanik etki olmadan, elektriksel olarak nasıl elde edilebileceği anlatılmaktadır.

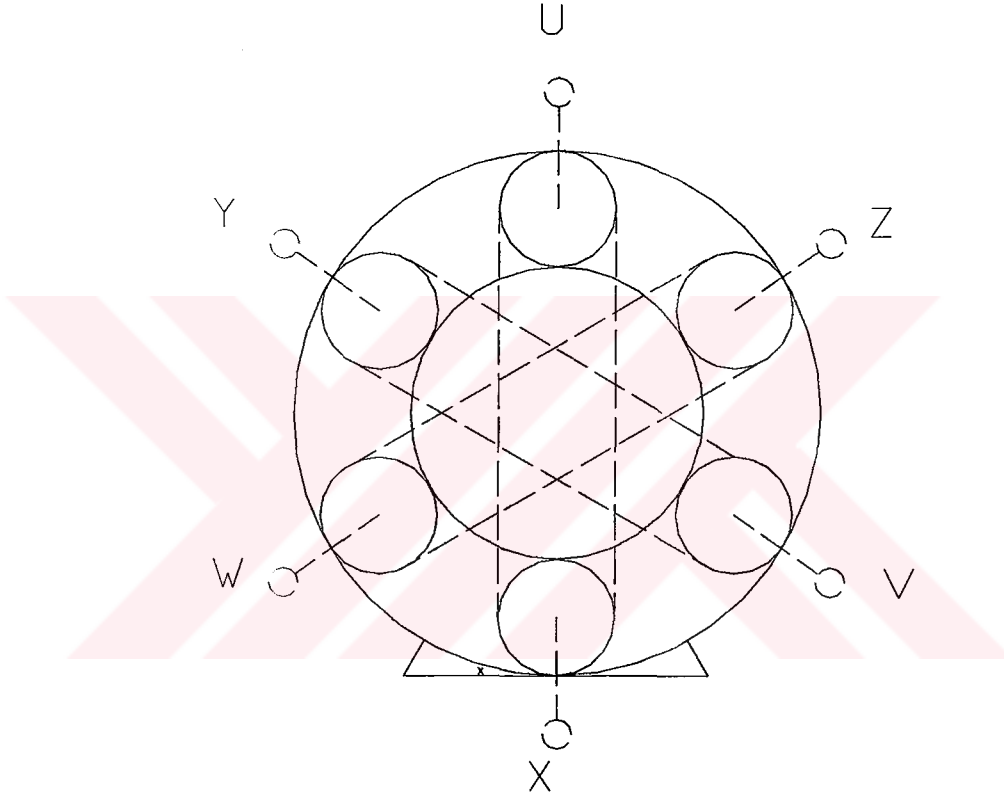
### 2.3.2 Döner Alan Oluşumu

3 fazlı asenkron motorun (endüksiyon motorun) statoruna birbirinden 120 şer derece faz farklı 3 faz sargısı yerleştirilmiştir. En basit bir statorda her biri'bir faza ait olmak üzere 3 tane bobin bulunur. Bir stator en az iki kutuplu olarak sarılabilir. Şekil 2.8.'de 2 kutuplu, 3 bobinli, 6 oluklu (ankoşlu) basit bir stator görülmektedir. Stator 2 kutuplu olduğu için bobinin bir kenarı N kutbunun altına, diğer kenarı da S kutbunun altına gelecek şekilde yerleştirilir. Bobinin iki kenarı arasında 180° lik faz farkı vardır.

Birinci faz bobininin başlangıç ucu U, son ucu X, ikinci faz bobininin başlangıç ucu V, son ucu Y ve üçüncü faz bobininin başlangıç ucu W, son ucu da Z ile gösterilmiştir. Faz bobinlerinin başlangıç uçları U, V, W arasında 120'şer derece

faz fark vardır. Aynı şekilde bobinlerin son uçları arasında da (X, Y, Z) 120 şer derecelik faz farkı vardır.

Üç fazlı alternatif akımın RST (ABC) fazları statordaki 3 fazlı sargılara uygulanınca, statorun faz bobinlerinden geçen R S T faz akımlarının meydana getirdiği manyetik akılar incelenirse:



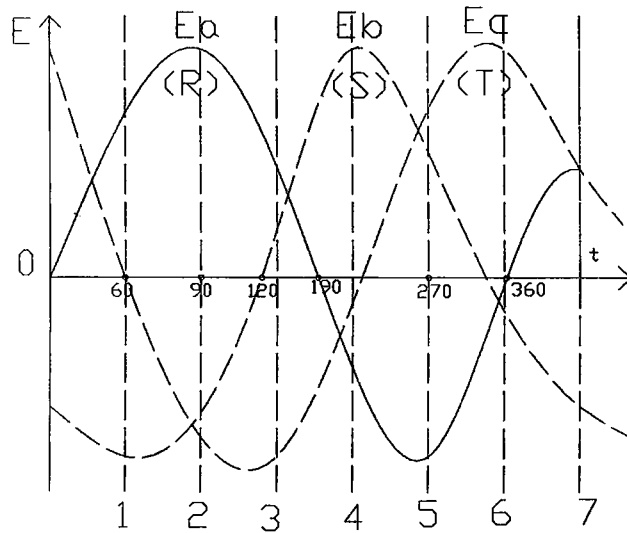
Şekil 2.8. Üç faz bobininin altı oluklu statora yerleştirilişi

Şekil 2.9.'da statora uygulanan üç fazlı alternatif akımın değişim eğrileri görülmektedir. ABC (RST) faz akımları aralarında 120 şer derecelik faz farkı olan sinüsoidal akımlardır. Statorun birinci bobininden A (R) fazının akımı, ikinci faz bobininden B (S) fazının akımı, üçüncü faz bobininden de C (T) fazının akımı geçer. Çeşitli anlarda faz bobinlerinden geçen akımların meydana getirdikleri manyetik alanların yönleri ve kutuplarının nasıl bulunduğunu bilmek gerekir.

Şekil 2.9.'da işaretli (1) anında R ve T fazlarındaki akımların yönleri pozitif, S fazının akım yönü negatiftir. Şekil 2.10.'daki (1) nolu şekilde AC (RT) fazlarının akım yönleri giriş ve B (S) fazının akım yönü çıkış olarak işaretlenmiştir. Bu akım yönlerine göre her üç faz bobininin kenarlarından geçen akımların yönleri de işaretlenmiştir.

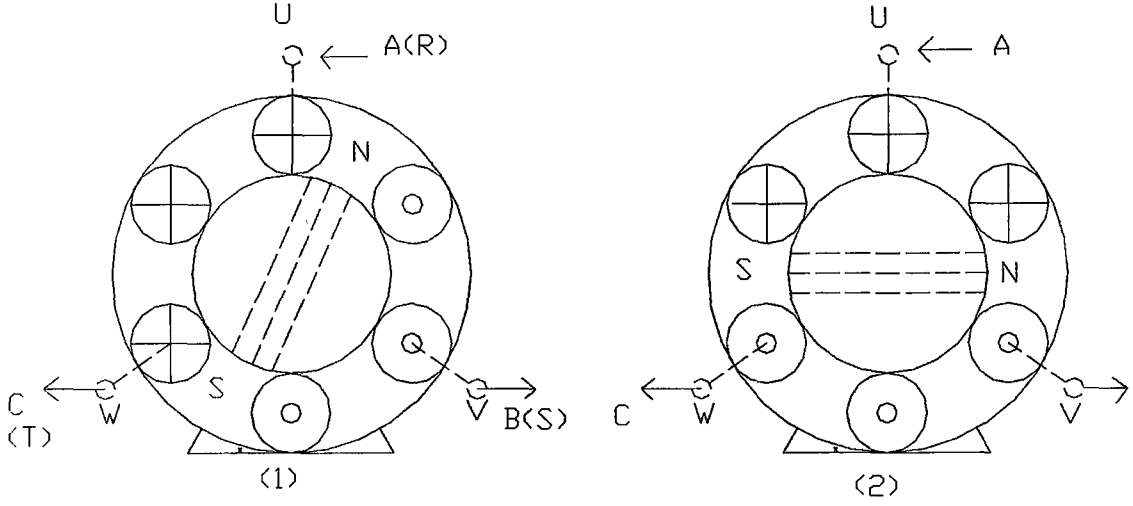
Bobin kenarlarından geçen akımların meydana getirecekleri manyetik alanlar sağ el veya tirbüşon kaidesi ile bulunarak işaretlendiğinde N ve S kutuplarının yerleri tespit edilebilir.

Üç fazlı alternatif akımın değişim eğrileri üzerinde işaretlenen (2) anında, A (R) fazından geçen akımın pozitif, B (S) ve C (T) fazlarından geçen akımların ise negatif yönlü oldukları görülmektedir. Şekil 2.10.'daki (2) nolu şekilde A fazının akımı giriş, B ve C fazlarının akımları da çıkış olarak alınır. Faz bobinlerinden geçen akımların yönleri işaretlendikten sonra meydana gelen manyetik alanların yönleri bulunarak N S kutuplarının yerleri tespit edilmiştir. (1) ve (2) nolu şekiller karşılaştırıldıklarında N S kutuplarının saat ibresi yönünde  $60^\circ$  derece döndükleri görülür. Dikkat edilirse statorda bir dönme yoktur, stator sabittir. (Davies,1997)



Şekil 2.9.3 fazlı alternatif akımın değişim eğrisi





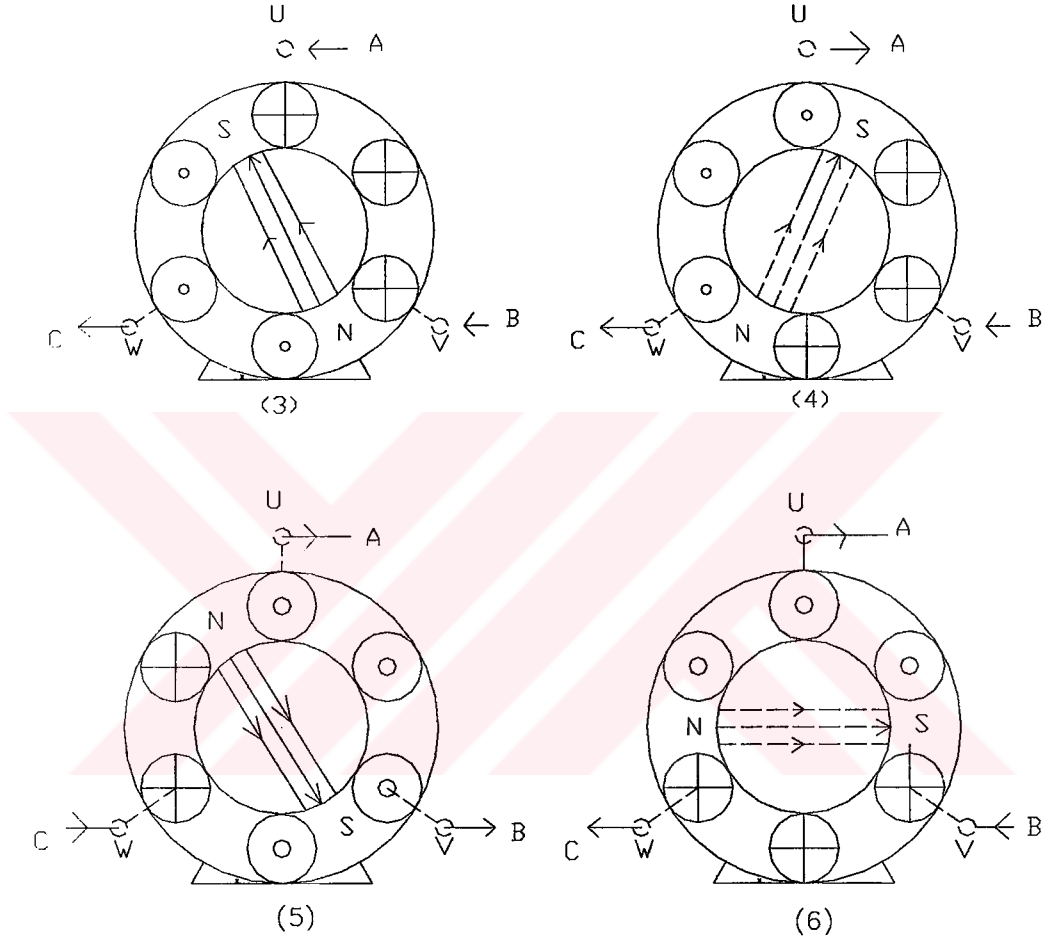
Şekil 2.10. Döner alanın durumları

(3), (4), (5) ve (6) anlarında ABC fazlarından geçen akımların meydana getirdikleri N S kutupları Şekil Şekil 2.11.'deki 3, 4, 5 ve 6 nolu şekillerde görülüyor. Şekil 2.9.'da (6) anından sonra gelen (7) anı (1) anının aynısıdır.

Bu şekiller incelendiğinde, N S kutuplarının saat ibresi yönünde döndüğü görülür. Üç fazlı alternatif akımdaki bir periyotluk değişme N S kutuplarının bir devir yapmasına sebep olur. Alternatif akımın frekansı 50 Hz ise saniyede 50 periyotluk bir değişme yapar. Dolayısıyla statordaki faz bobinlerinin meydana getirdiği N S kutupları da saniyede 50 devirle döner. Bu dakikada 3000 devire karşılık gelir.

Şu halde, 3 fazlı bir statora üç fazlı alternatif akım uygulandığında, sargılardan geçen akımlar dönen bir manyetik alan meydana getirirler. Döner alanın devir sayısı alternatif akımın frekansı ile doğru orantılıdır. İki kutuplu bir statorda döner alanın saniyedeki devir sayısı alternatif akımın frekansına eşittir.

3 fazlı, 4 kutuplu bir statora alternatif akım uygulandığında meydana gelen döner alanın devir sayısı, iki kutuplu statordaki döner alan devir sayısının yarısına eşittir.



Şekil 2.11. Çeşitli anlarda stator sargılarından geçen 3 fazlı alternatif akımın meydana getirdiği kutuplar

Şimdi de bu döner alan içine konulan bir sincap kafesin nasıl dönme hareketi yaptığını incelenecektir. Yani kısa devre rotorlu asenkron makinanın çalışma prensibi üzerinde durulacaktır. Bu inceleme AC servomotorun yapısının anlaşılmasında çok büyük önem arz etmektedir.

### 2.3.3 Asenkron Motorun Çalışma Prensibi

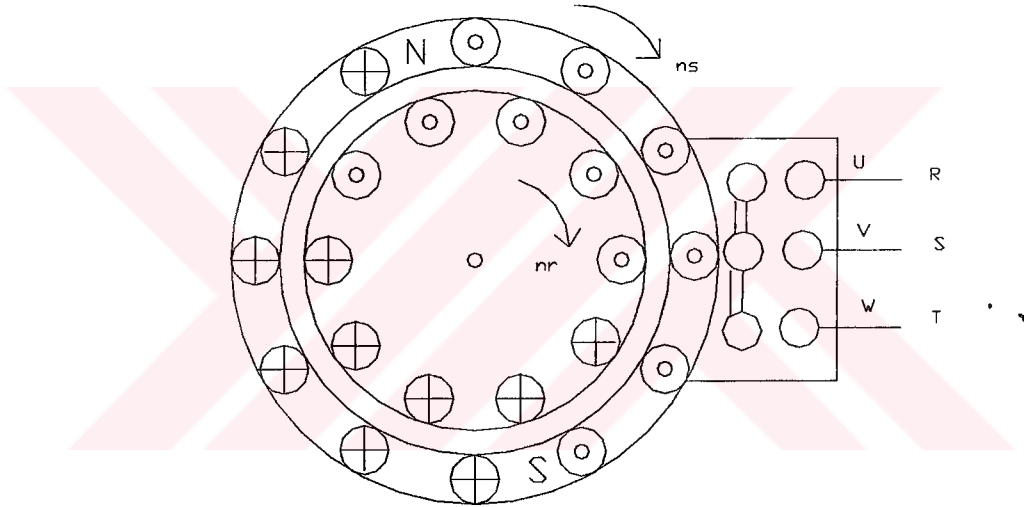
Şekil 2.12.'de görüldüğü gibi, 3 fazlı, 2 kutuplu asenkron bir motora şebekenin R S T faz emk'leri uygulanmıştır. Statordaki sargılardan geçen alternatif akımlar, dönen NS kutuplarını meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde, dönen NS kutupları ortadaki kısa devreli rotorun çubuklarını keserek çubuklarda emk'ler endükler ve kısa devreli rotor çubuklarından endüklem akımları (endüksüyon akımları) geçer. Şekil 12.'de herhangi bir anda stator sargılarından geçen akımlar ve meydana gelen NS kutuplarının yerleri gösterilmiştir. Döner alan (NS kutupları) saat ibresi yönünde döndüğüne göre, rotor çubuklarından geçen endüksüyon akımlarının yönleri sağ el kuralıyla bulunabilir. Şekil 2.12.'de görüldüğü gibi, bu akımlar rotorun NS kutuplarını meydana getirirler. Döner stator kutupları rotorun kutuplarını etkileyerek (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker) rotoru saat ibresi yönünde döndürürler (Babaoğlu,2002; Davies,1997).

Şekil incelendiğinde, üç fazlı alternatif akımın frekansı ile doğru orantılı olarak saat ibresi yönünde dönen stator kutuplarının (NS) , rotor çubuklarında endüklediği akımların yönlerinin, N kutbunun altındaki çubuklarda kağıttan bize doğru , S kutbunun altındaki çubuklarda bizden kağıt yüzeyine doğru olduğu görülür. Manyetik alan içinde bulunan bir iletkenin akım geçince, iletken manyetik alanın dışına doğru itilir. İletkenin itilme yönü sol el kaidesi ile bulunur.

Sol el, manyetik kuvvet çizgileri avuç içine girecek ve iletkenin geçen akımın yönünü parmaklar gösterecek şekilde tutulduğunda baş parmak iletkenin hareket yönünü gösterir.

Şekil 2.12.'de görüldüğü gibi, N kutbunun altındaki rotor çubukları bir yöne, S kutbunun atındaki rotor çubukları da diğer yöne doğru itilirler. Bu itme kuvvetlerinin meydana getirdiği döndürme momenti rotoru saat ibresi yönünde, döner alanın yönünde, döndürür.

Rotorun devir sayısı ( $n_r$ ) arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından, rotor çubuklarında endüklenen emk'ler ve kısa devre çubuklarından geçen endüklem akımları (endüksiyon akımları) azalır. Dolayısıyla, rotoru döndüren moment azalır. Rotorun devir sayısında artış olmaz. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına (döner alanın devrine) yaklaşır. Döner alanın devir sayısı (senkron devir) ' $n_s$ ' ile rotor devir sayısı ' $n_r$ ' arasındaki farka rotorun kayması denir. Diğer bir deyimle, rotor devrinin senkron devirden geri kalmasına kayma denir. Kayma, (S) harfi ile gösterilir

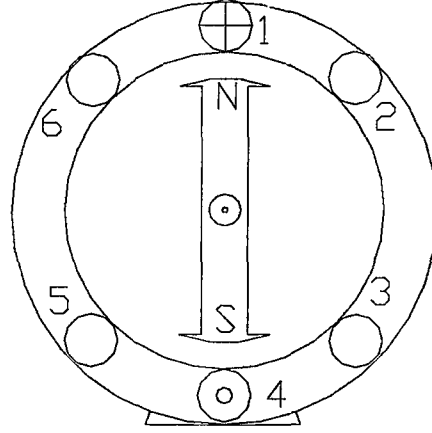


Şekil 2.12. 3 fazlı 2 kutuplu asenkron motor

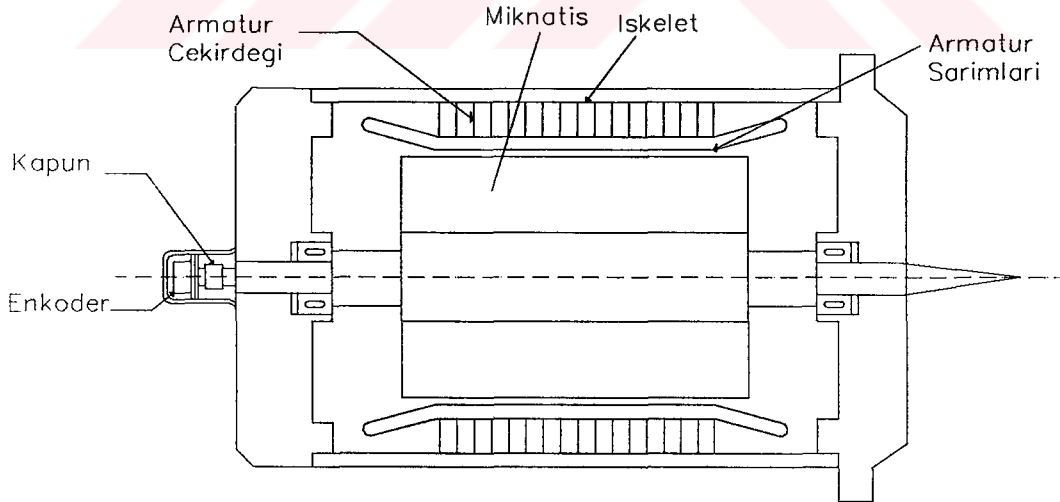
#### 2.4 AC Servomotorlar

AC servo motor çalışma şekli açısından tamamıyla sincap kafesli asenkron motora benzer. Farkı ise, rotorun sabit mıknatıslı olmasıdır. Eğer iyi bir kontrol sistemiyle sinüs dalga fazı ve manyetik akı birbirleri ile daima  $90^\circ$  doğrultuda olacak şekilde düzenlenirse fırça kullanmadan düzgün moment veren yüksek verimli bir motor elde edilebilir. Yani AC servo motorlarda rotor manyetik alanı ile statora verilen akımlar ortogonal şekilde kontrol edildiği takdirde, sıradan DC motorun en önemli özelliği olan hız –moment

karakteristiği elde edilebilir . Şekil 2.13. ve Şekil 2.14.'de AC servomotorun stator ve rotor yapıları görölmektedir.



Şekil 2.13. AC servo motorun yapısı. Rotor 2 kutuplu



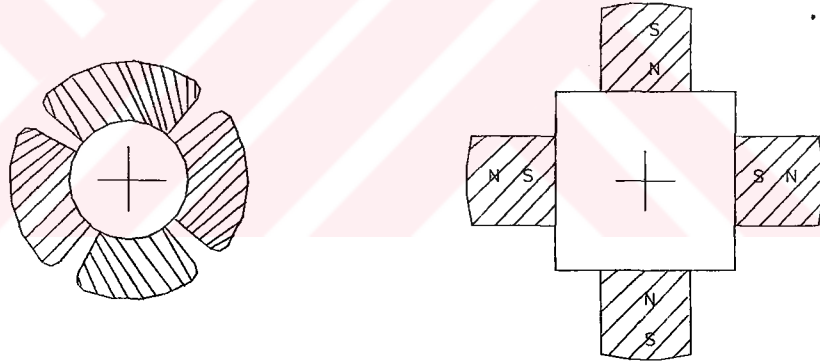
Şekil 2.14. AC servomotorun kesiti (AC Motor, 1998)

### 2.4.1 AC Servomotor Bileşenleri

Standart bir servomotor stator, rotor, pozisyon ve hız algılayıcı sensörden ibarettir. Şimdi bu bileşenleri teker teker inceleyelim.

### 2.4.2 Rotor

Kalıcı mıknatısların monte edildiği motorun döner kısmıdır. Mıknatıslar rotora monte edildiğinden dolayı döner-alan tipli bir yapı mevcuttur. Genellikle mıknatıs silindirik ve çıkıntılı kutuplu olmak üzere iki tiptir. Şekil 2.15.'de rotora monte edilen mıknatıslara ait muhtemel düzenler gösterilmektedir (Mamur, 1996).



Şekil 2.15. Silindirik yapıda yay şekilli mıknatıs ve çıkıntılı kutuplu mıknatıs yapısı

### 2.4.3 Rotor Yapısında Kullanılan Kalıcı Mıknatıslı Malzemeler ve Özellikleri

Rotor mıknatıslarında kullanılan kalıcı mıknatıslı malzemelerden en göze çarpanı Neodmiyum- Iron-Boron (NdFeB) olarak adlandırılan malzemedir. Bu malzeme yapısındaki mıknatıslar Sumitomo firmasınca "Neomax", General Motor firmasınca "Magnequench" ve Crucible firmasınca "Crumax" ticari adları altında

üretilmektedirler. Oda sıcaklığında NdFeB ticari olarak temin edilebilen mıknatıslardan daha fazla enerji çarpımına sahiptir (Mamur, 1996).

Hem seramik hem de NdFeB mıknatıslar sıcaklık değişimlerine karşı duyarlıdırlar. 100 °C lik çalışma sıcaklıklarının üstünde çalışma durumunda özel önlemlerin alınması gereklidir. Çok yüksek sıcaklıktaki uygulamalarda Alnico veya Samaryum-Kobalt mıknatıslar kullanılır. Bunlardan birisi olan 2-17 Kobalt-Samaryum 200 °C ile 250 °C arasındaki sıcaklıklarda kullanılabilir.

**Alnico Mıknatıslar:** Alüminyum, Nikel, Kobaltın ana bileşenler olarak bulunduğu ek olarak bakır, titanyum ve diğer elemanların bulunduğu mıknatıs yapısıdır. Ana bileşenlerini simgeleyecek şekilde Alnico olarak kısaca adlandırılırlar ve genel amaçlar için geniş bir şekilde kullanılır (Mamur, 1996).

**Ferrit Mıknatıslar:** Ferrit mıknatıslar Alnico mıknatıslara oranla daha düşük manyetik akı yoğunluğuna sahiptir. Buna mukabil çok yüksek koversif kuvvet değerine sahiptir. Ferrit mıknatıslar ağır malzemeleri içermezler ve ana bileşeni demir oksit olması dolayısı ile diğer mıknatıslara oranla oldukça ucuzdur. Aynı şekilde yapısı seramik teknikler kullanılmak suretiyle homojen yapılabildiğinden dolayı kütle üretimine uygundur. Bunun yanında ferrit mıknatıslar kırılmandır ve küçük bir darbe ile hasar görebilirler. Aynı şekilde yüksek sıcaklık katsayına sahiptir ki buda Alnico dan yüzlerce kat daha fazladır (Mamur, 1996).

**Samaryum Kobalt Mıknatıslar:** Alnico mıknatıslara yakın kalıcı manyetik akı yoğunluğuna ve ferrit mıknatısa oranla 2-3 kat daha fazla koversif kuvvete sahiptir. Bazı mıknatıslar 240 kJ/m<sup>3</sup> lük enerji çarpımına sahiptir ki bu yapıda bir motor diğerlerine oranla daha küçük ebatlarda olmaktadır. Bununla birlikte samaryum ve kobalt ana bileşenlerini teşkil ettiğinden dolayı çok pahalıdırlar. Ana bileşenlerini çağrıştıracak şekilde genellikle "samacoba" mıknatıs olarak da adlandırılır. Düşük sıcaklık katsayısına sahiptir. Yüksek yoğunluğa (8.0-8.5 g/cm<sup>3</sup>) sahip olması ise bir dezavantajdır (Mamur, 1996).

#### 2.4.4 Stator

AC servomotorlar statorlarına yerleştirilen üç fazlı sargılara üç fazlı alternatif akım verilmek suretiyle çalıştırılırlar. Rotor pozisyonu ile uygun olacak şekilde üç fazlı alternatif akım stator sarımlarına tatbik edildiğinde statorda döner manyetik alan elde edilir. Bu manyetik alan senkron hızda döner. Senkron hız ise motorun kutup sayısı ve alternatif akım frekansı ile orantılıdır (Mamur, 1996; AC Motor, 1998).

Statorda elde edilen döner manyetik alan statora yerleştirilen iletkenleri keserek iletkenlerde e.m.k.'ler endüker. Bununla birlikte iletkenlerde endüklenen e.m.k.'ler arasında iletkenleri farklı stator oluklarının da olması dolayısıyla bir faz farkı oluşur.

AC servomotorların temeli, stator sarımlarında döner manyetik alanın elde edilmesidir. Stator sarımlarında döner manyetik alan elde edilmesi için servomotorun kutup sayısına göre stator sarımlarının düzenlenmesi gerekir.

#### 2.4.5 Sensörler

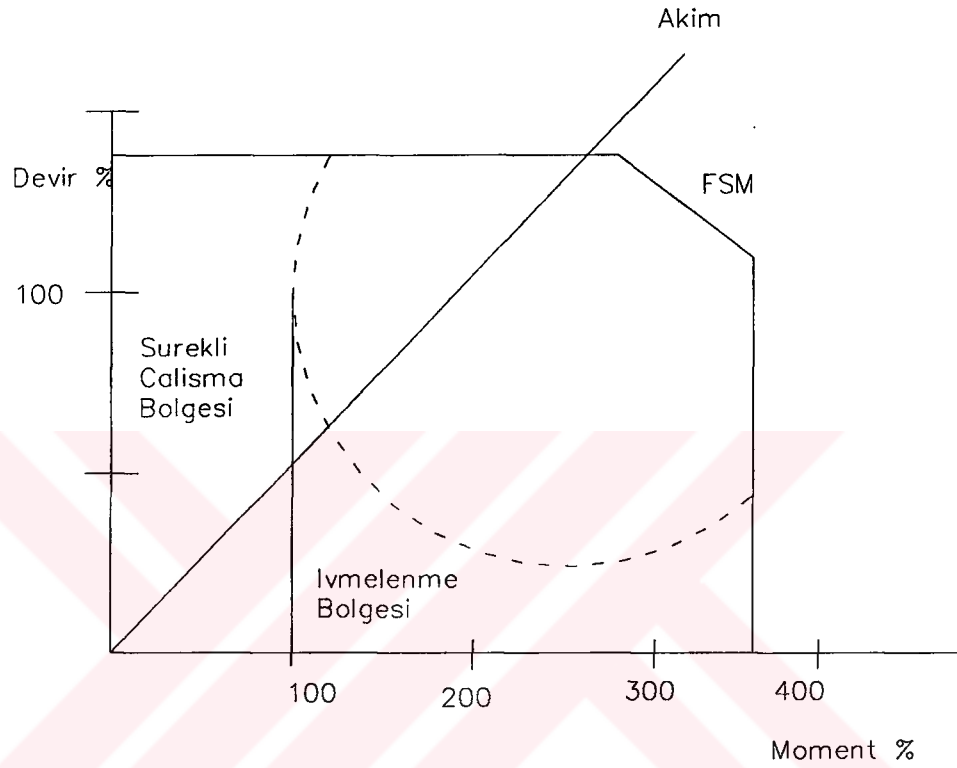
Servomotorlarda sensörler iki temel amaç için kullanılır. Bunlardan birincisi rotor pozisyonun algılanması ve diğeri ise dönme hızının ölçülmesidir. Genellikle servomotorlarda döner kodlayıcılar ve fırçasız resolverler kullanılır. Kodlayıcıların maliyetinin düşük olması sebebi ile en fazla kullanılan pozisyon sensörüdür.

#### 2.4.6 AC Servomotor Karakteristikleri

Servomotorlar kullanımları gereği çok sık şekilde ivmelenme ve yavaşlatma işlemlerine maruz kaldıklarından , maksimum moment değerleri anma moment değerlerinden katlarca fazla olmalıdır. DC motorlarda anma momentlerinin



aşılması durumunda komütatör aksamında kıvılcımlaşma olayı gözükür. Aynı şekilde hız arttıkça moment değeri de çok hızlı bir şekilde düşer.



Şekil 2.16. AC servomotor ve DC motor performans eğrileri (Mamur, 1996)

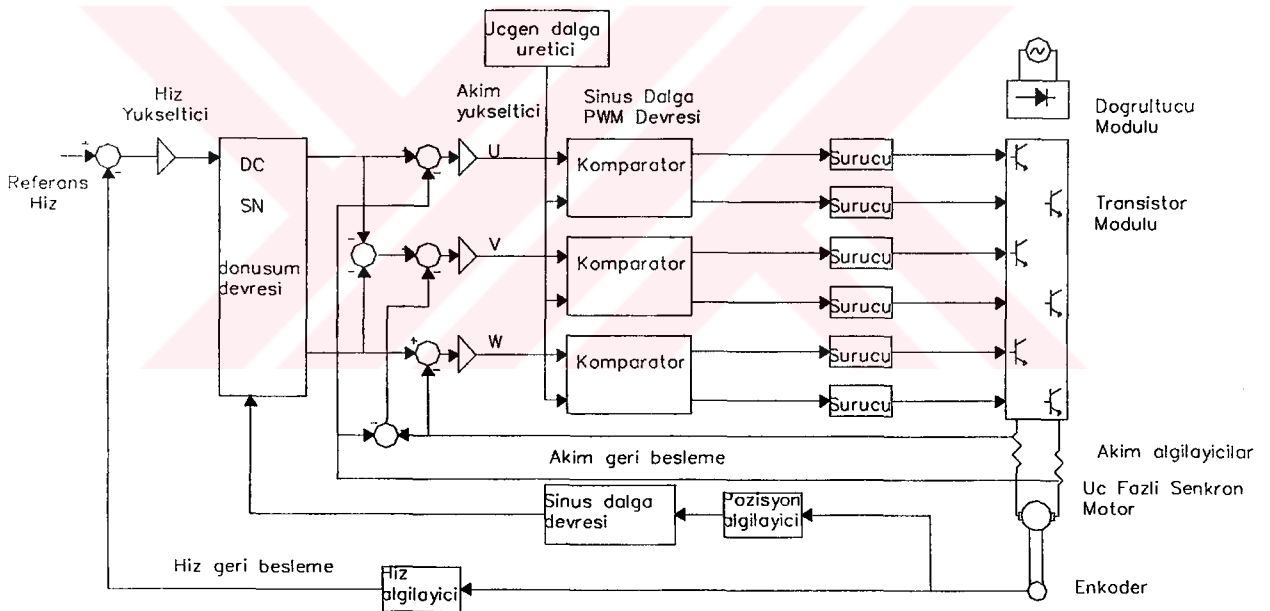
AC servomotorlarda ise yukarıda bahsedilen kıvılcımlanma olayı, yapısı dolayısıyla görülmez. Fırçasız servomotorlar maksimum momenti düşürmeden yüksek hız limitlerinde çalıştırılabilir. Şekil 2.16'da AC Servomotorlar ile DC motorların performans karakteristikleri kıyaslanmaktadır.

## 2.5 AC Servomotorun Kontrolü

Fırçasız servomotorun kontrolü için kullanılan kontrol elemanları, rotor pozisyonuna göre değişen manyetik akı doğrultusu ile motordan geçen akım doğrultusu arasındaki ortogonal ilişkiyi sağlamalıdır (Mamur, 1996).

### 2.5.1 Rotor Pozisyonu Algılayıcı

Daha önceki kısımlarda bahsedildiği gibi manyetik akı ile stator sarımlarından geçen akımın doğrultuları arasında ortogonal ilişki temin edilebilmesi için rotor pozisyonunun hassas bir şekilde algılanması gerekir. Rotor pozisyonu algılayıcı devresi, rotora monte edilen kodlayıcı sinyallerini algılayan ve bu dijital bilgileri kendisinden sonra gelen sinus-dalga üretim devresi tarafından kullanılacak sinyaller şekline dönüştüren bir devredir. Eğer rotora monte edilen kodlayıcı 8 bitlik mutlak kodlayıcı ise rotorun bir tam dönüşünde 256 farklı kod kodlayıcıdan rotor pozisyonu algılayıcısına gönderilir (Mamur, 1996). Şekil 2.17'de AC servo motorların kontrolüne ait blok diagram görülmektedir.



Şekil 2.17. AC servomotorların kontrolüne ait blok diagramı (Mamur, 1996)

### 2.5.2 Sinüs-Dalga Üretim Devresi

Bu devre rotor pozisyonu algılayıcı devresinden gelen kod sinyallerine uygun düşecek şekilde sinüs dalga üreten bir devredir. Temel olarak bu devre bir ROM entegresinden ibarettir. Rotor pozisyonu algılayıcı devresinden gelen dijital pozisyon adreslerine uygun düşen sinüs dalga verileri ROM entegresine önceden kaydedilir.

Rotor kodlayıcıdan gelen pozisyon sinyallerine uygun düşen sinüs genlik değeri sinus-dalga üretim devresi vasıtasıyla bir sonraki devreye gönderilir.

AC servomotor üç fazlı bir servomotor olduğundan dolayı, algılanan fazlara ait sinyaller, aralarında  $120^\circ$  faz farkı bulunan üç fazlı sinyaller olmalıdır. Pratikte V fazı  $V = -(U-W)$  şeklindeki basit bir analog operasyon ile hesaplanır. Bu sebeple ROM entegresinde sadece U ve W fazlarına ait sinüs dalga verileri bulunmaktadır.

### 2.5.3 DC-SIN Dönüşüm Devresi

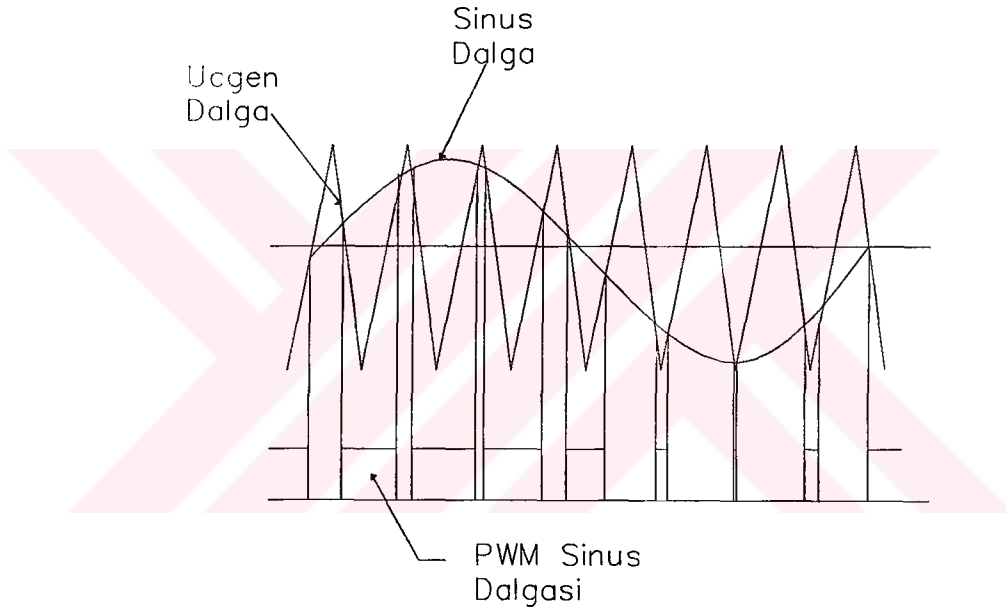
Sinüs dalga üretim devresi ile, rotor pozisyonu ile senkronize edilen iki fazlı sinüs dalgaları üretilir. Bununla birlikte sinüs dalgaları -1'den +1'e 0'dan geçecek şekilde belirtilir. Pratik kullanım açısından bu faktörler akım değerlerine çevrilmelidir.

DC-SIN dönüşüm devresi ile sinüs dalga referans akımı, hız yükselticisi çıkışı olan hız referans akımının sinüs dalga genlik faktörü ile çarpılması suretiyle elde edilir. AC servomotorda hız referans sinyalleri DC sinyal şeklinde gönderildiğinden referans sinyali ile karşılaştırılacak olan hız geri besleme sinyali de doğru akım olmalıdır. Buna göre. Karşılaştırma sonucu olan hız yükselticisi çıkışı da aynı zamanda bir DC akım değeridir.

### 2.5.4 Sinüs dalga PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Devresi

AC servomotorda stator sarımlarından sinüzoidal akım geçmektedir. Bu sebeple akım yükselticiden çıkan alternatif akım sinyalinin gücünü yükselttikten sonra motor sarımlarına direkt verilmesi en idealidir. Bununla birlikte pratikte sinüs dalgalarının güçlendirilmesi uygun değildir; çünkü bu tür bir devre güç transistörünün lineer bölgede kullanılmasını gerektirir. Böyle bir devrede ise transistörde oluşacak olan ısı ve güç kayıpları çok fazla olur.

Buna karşın transistörün anahtarlama modda kullanılması suretiyle güç kayıpları minimum seviyeye indirilebilir. Bu metod PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) olarak adlandırılır. Bu metotta motor akım ortalama değeri, bir sinüs dalga olan ve DC-SIN dönüşüm devresinden gönderilen sinüs dalga genliği ile orantılı ve kontrollü darbe genişliğine dönüştürülür. Sabit frekans ve genlikte salınım yapan bir üçgen taşıyıcı dalga, ve akım yükselticiden elde edilen sinüs dalga çıkışı bir komparator vasıtasıyla kıyaslanmaktadır. Şekil 2.18.'de gösterildiği gibi, eş olmayan genişlikteki darbeler, sinüs dalga büyüklüğünün taşıyıcı dalga büyüklüğünü geçtiği noktaların bulunması ile elde edilir.



Şekil 2.18. Sinüs dalga PWM esası (Mamur, 1996)

Burada kırpıcı dalganın salınım frekansının seçilmesi önemli bir faktördür. Taşıyıcı frekansı güç transistörünün anahtarlama frekansına eşit olduğu gibi, yüksek olduğu durumda anahtarlama kayıplarını da oransal olarak artırır, düşük yapıldığı durumda ise servomotorun hız cevabını düşürür. Genel olarak, taşıyıcı frekansı inverter bipolar transistorlerden ibaret olduğu durumda 1-3 kHz, FET lardan ibaret olduğu durumda ise 5-20 kHz arasında seçilir.

### 2.5.5 Hız Algılayıcı

Genellikle DC servomotorda hız algılayıcı olarak Takojeneratör (TG) kullanılır. Bununla birlikte takojeneratörde fırçalar vardır ve fırçaların bakımı problem teşkil eder. AC servomotorlarda pozisyon algılama elemanı olarak genellikle kodlayıcılar (enkoder) kullanılmaktadır.

Servomotorlar geri-besleme sinyali olmaksızın kullanılamazlar. Pozisyon ölçümü için değişik tiplerde geri-besleme sinyalleri olmasına karşın yapısının basit ve ucuz olması sebebi ile artımsal kodlayıcılar (incremental encoders) özel önem arzeder.

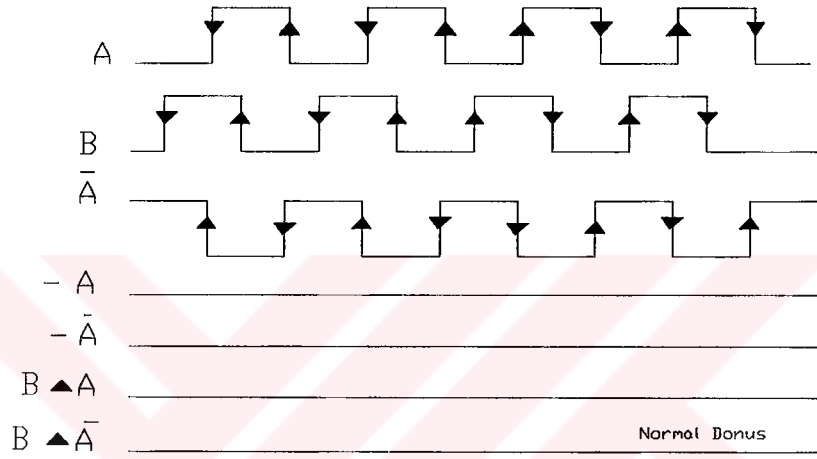
### 2.5.6 Kodlayıcılar

Artımsal kodlayıcılar geri-beslemeli kontrol sistemlerinde pozisyonların teyidi ve geri-besleme sinyallerinin üretilmesinde kullanılırlar. Genel olarak mutlak ve artımsal olmak üzere iki tiptedirler. Artımsal kodlayıcılar mutlak kodlayıcılara oranla ucuz olmaları ve yapılarının basit olması sebebi ile tercih edilmektedir (Hürmalı, 1992; Kuo ve Tal, 1978).

Tipik bir kodlayıcıda A B ve Z şeklinde üç farklı sinyal çıkışı mevcuttur. Bunlardan A ve B fazına ait sinyaller, aralarında  $90^\circ$  faz farkı olan iki sinyaldir. Z sinyali ise referans sinyali olarak adlandırılır ve sayıcıyı reset etmekte veya bir dönüşe ait mutlak pozisyon bilgisinin belirlenmesinde kullanılır. Bununla birlikte bazı artımsal kodlayıcı mekanizmaları A B ve Z sinyallerine ek olarak bunların değillerini de çıkış olarak veren yapıda yapılmaktadır. Kodlayıcıdan elde edilen çıkış darbeleri mutlak pozisyon bilgisini göstermez. Kodlayıcının verdiği darbe sayısı bağlı olduğu şaftın dönme miktarı ile orantılıdır. Eksen dönme miktarının mutlak değeri kodlayıcıdan alınan çıkış darbelerinin bir sayıcı (counter) devresi kullanılmak suretiyle depolanması ile elde edilir.

Kodlayıcıdan alınan darbe sayısının düşük olduğu durumlarda kodlayıcı çıkış darbeleri 4 ile çarpılmak suretiyle darbe sayısı artırılır ve sonra bu darbeler sayma işlemine tabi tutulur.

Şekil 2.19.'da kodlayıcıdan alınan çıkış sinyalleri ve rotor dönüş yönünün belirlenmesi esası gösterilmektedir.

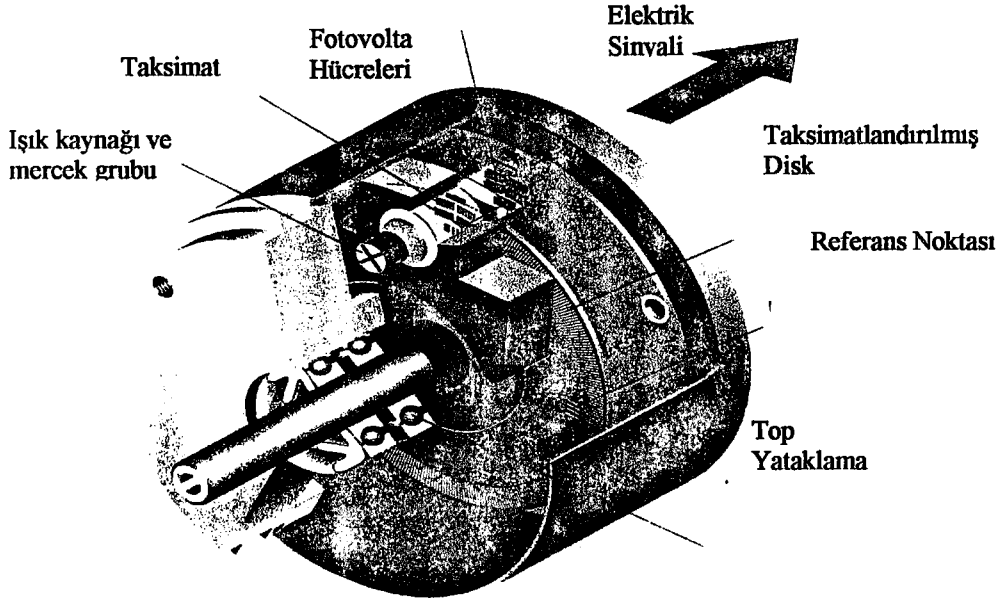


Şekil 2.19. Kodlayıcı faz sinyalleri ve dönme yönünün belirlenmesi

### 2.5.7 Artırımlı (Incremental) Encoder

Şekil 2.20'de bir artırımlı enkoderin kesiti gösterilmektedir. Döner encoderler fotoelektriğe dayalı tarama prensibi ile çalışır. Ölçme belirli bir standartta taksimatlandırılmış disk üzerinden yapılır. Disk üzerinde dairesel olarak dağılan taksimat çizgileri ve boşlukları vardır. Koyu tonlu bu çizgiler ile boşluklar aynı genişliktedirler. Çizgiler arkasını göstermeyecek şekilde koyu, boşluklar ise transparan olacak şekilde özel bir cam alaşım üzerine yerleşmişlerdir (Babaoğlu, 2002).

Diskün yüzeylerinden birinde ışık kaynağı, diğer yüzeyinde ise iki ışık detektörü vardır. Işık kaynağı ve arada kullanılan bir mercekle grubu ile ışık taksimatlandırılmış diske düşürülerek detektörler tarafından algılanması sağlanır.



Şekil 2.20. Artırmalı (Incremental ) enkoderin kesiti (Babaoğlu, 2002)

Bu disk taksimatları dışında bölüm dairelerinin alt kısmında referans konum işareti taşımaktadır. Detektörlerin yeri önemlidir. Biri karanlıktan ışığa geçişi okurken, diğeri değişimi algılayamaz. Yapısından dolayı iki detektör her bölmedeki dört değişimi verir ve her değişim şafttaki açısız pozisyonu gösterir. Değişimlerin sayılmasıyla çizgi sayısı dört ile çarpılır. İki detektör, bağıl konumun dönme yönünü algılamakta da önemlidir. Bir detektör değişimi algılamakta diğeri sabit kalır ve yön değişimini çözer. Bir yön beyazdan siyaha diğeri yön siyahtan beyaza olarak algılanır. Genelde detektörlerden birinin çıkışı A diğeri B kanalı olarak tanımlanır. A kanalı B kanalına saat yönünde yol gösteriyorsa yani encoder şaftı saat yönünde döndüğünde A B'den önce açılır ve A B'den önce kapanır. Her iki kanaldaki değişimler dijital sayıcı tarafından sayılır. İstendiğinde bir z kanalı ile bir referans noktası da tanımlanabilir.

### 2.5.8 Mutlak (Absolute) Encoderler

Şekil 2.21'de bir mutlak(absolute) enkoderin kesiti gösterilmektedir. Ölçme için standart bir cam disk kullanılır. Bu disk taksimatlandırılmış ve kodlanmıştır. Tarama prensibi artırmalı encoderlerle aynı olmakla birlikte daha fazla sayıda bölüme (hücreye) sahiptir. Mutlak encoderler herhangi bir sayıcı, konum belirleyici, dönme

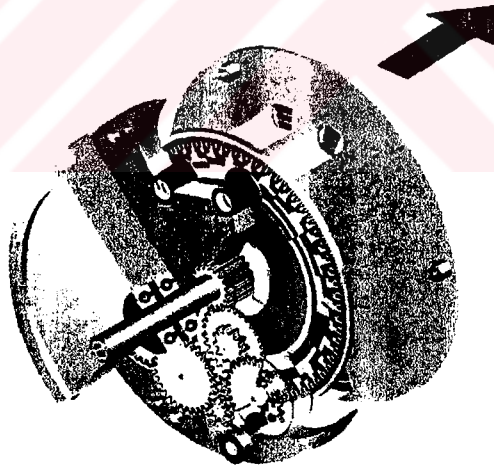
yönünü çözecek elektronik bir çevrime ihtiyaç duymaz. Ölçülen değerler direkt olarak taksimatlandırılmış disk üzerindeki modeller üzerinden alınırlar ve çıkışlar kodlanmış sinyaller olarak gönderilirler. Mutlak encoderler tek dönüşlü ve çok dönüşlü tipleri ile ikiye ayrılırlar (Babaoğlu, 2002).

**Tek dönüşlü encoderler;** Belirli bir duruş sayısında bir tur çizer ( $0^{\circ}$ - $360^{\circ}$ ). Bir dönüşten sonra konum değerleri tekrarlanır.

**Çok dönüşlü encoderler;** Sadece bir turun üzerindeki açısal konumları çözmekle kalmaz, aynı zamanda birkaç turu ayırt edebilir. Bu kabiliyeti encoder şaftına bağlanmış ve kodlanmış disklerin eklenmesiyle yapar.

Çok dönüşlü mutlak encoderler vidalı mil, kramayer mekanizmaları kullanılan lineer mekanizmalarda lineer hareketleri ölçmek için de kullanılır.

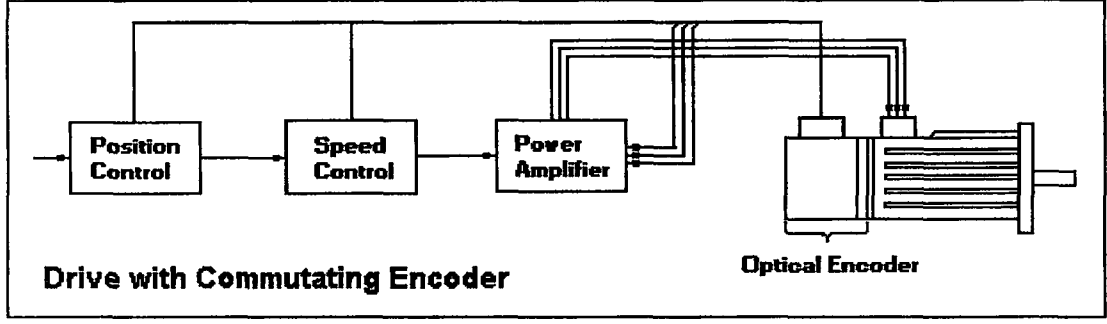
Encoderler yüksek sıcaklık, vakum, radyasyon, titreme ve sallanma gibi kötü koşullardan etkilenirler.



Şekil 2.21. Mutlak (Absolute) encoderin kesiti (Babaoğlu, 2002)

Şekil 2.22'de bir servo motorun encoder ile geri beslenmesine ait model gösterilmektedir.





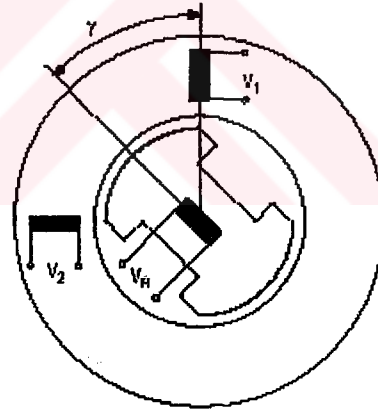
Şekil 2.22. Motorun Encoder ile geri beslenmesi

### 2.5.9 Resolver

İki sekonder, bir primer sargıya sahip küçük bir transformatör modelindedir. Mildeki açı değişimi primer ve sekonder sargılar arasındaki kutuplaşma ve oranına bağlıdır. Bu özelliği ile döner rotary transformatör olarak adlandırılır. Şekil 2.23’de bir resolver, Şekil 2.24’de ise resolver şematığı gösterilmektedir.



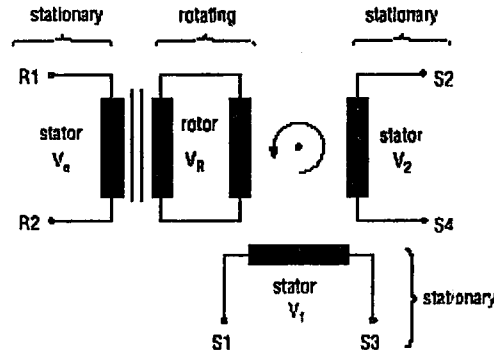
Şekil 2.23. Resolver



Şekil 2.24. Resolver Şematığı

Rotora ve statora bağlı olarak, resolver sürekli olarak motor rotorunun açılal pozisyonunu ölçer. Sekonderler motor bloğu üzerinde konumlandırılmış ve bağlanmıştır ki bu bloğa stator denir. Sekonderler stator üzerinde birbirlerine göre 90°’lik açı ile bağlıdır. Primer ise resolver şaftına yani rotora bağlıdır.

Şekil 2.25’de bir resolver’ın blok şeması gösterilmektedir.



Şekil 2.25. Resolver blok şeması (Babaoğlu,2002)

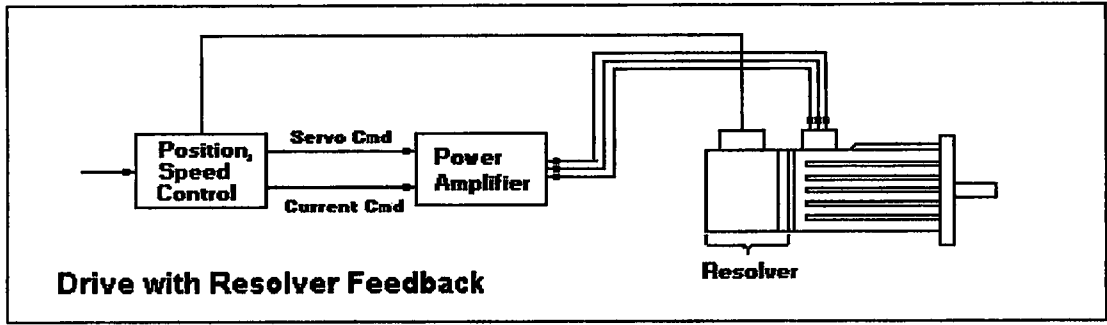
Primerde bir AC input referans gerilimi olduğunda statordaki çıkış sinyali aynı frekansta ancak mekanik yapısından dolayı  $90^\circ$  faz farkı ile oluşur. Bir çıkış Sin. ise diğeri Cos. (Sin. göre  $90^\circ$  faz farkı olan) olacaktır.

Resolverin en önemli karakteristiği sekonderdeki tepe noktası gerilimidir. Tepe noktası gerilimi resolver şaftının hareketine göre değişir.

Gerilim kutupsallığı şaftın konumunun çözülmesinde kullanılır. Şaft  $90^\circ$  üzerinde döndürülünce Sin. kutbu olarak adlandırılır. Sin. ve Cos.'den aktarılan bilgi analogdan dijital bilgi dönüştürücüsü kullanılarak dijital formata çevrilir. Mil kadranında iki bit işaret eder, kalan bit'ler kadran kenarından şaft açısını verir. Güçte iken, çevrim prosesi ile şaftın pozisyonunu takip ederek bulur ve kontrollere hızlı bir şekilde yollar.

Resolver kendi içinde elektronik bir komponent içermez, yüksek çevre sıcaklıklarında çalışabilir. Resolver ağır çevre şartlarını içeren uygulamalar için idealdir. Resolver rotoru direkt olarak motor şaftına bağlanmıştır, bu da bize değer ve pozisyon sinyali olarak güvenli ve doğru bir ölçme sistemi sunar. Tablo 2.1'de bir encoder ile resolver'ın bazı özellikleri karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.

Bir resolver encodere göre daha sağlam, güvenli bir yapıya sahiptir ancak daha düşük doğruluk verir. Şekil 2.26'da bir servo motorun resolver ile geri beslenmesine ait model gösterilmektedir.



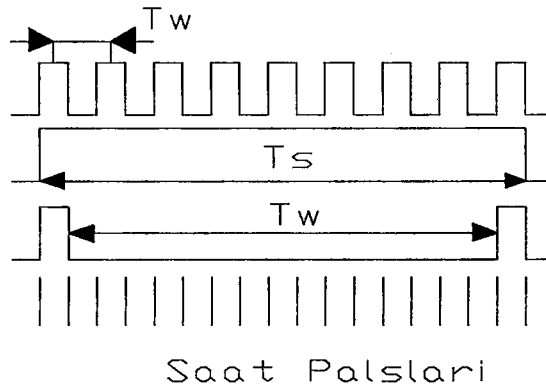
Şekil 2.26. Motorun resolver ile geri beslenmesi

Tablo 2.1. Encoder ile Resolverin Karşılaştırılması

	<b>Encoder</b>	<b>Resolver</b>
<b>Standart Çözünürlük(/rev)</b>	32,640	16,384
<b>Max. Hız (/sn)</b>	2,448,000	500,000
<b>Doğruluk (arc-dak.)</b>	1,5/10	15,0/7,0
<b>Cevap verme süresi</b>	<1	15
<b>Şok toleransı</b>	5	50
<b>Sıcaklık aralığı (°C)</b>	0'dan 10°C	-55'den 175°C

### 2.5.10 Kodlayıcıdan Elde Edilen Darbeler ile Hız Miktarının Ölçülmesi

Artımsal tipli kodlayıcılarda yüksek hız değerlerinde hız ölçümü bir problem teşkil etmemektedir. Yüksek hızlarda kodlayıcıdan alınan sinyallerle hızın ölçülmesinde, darbe trenleri(Şekil 2.27) bir sayıcıda depolanır ve hız hesabı basit bir aritmetik ifade ile kolayca bulunabilir (Mamur, 1996).



Şekil 2.27. Dönme hızının hesaplanması

$$N = 6 * 10^4 \frac{m}{M.T_s} dev / dak \quad (2.2)$$

$T_s$ : Örnekleme Zamanı (msn)

m: Örnekleme aralığındaki pals sayısı

M: Devir başına pals sayısı

Düşük frekanslarda darbe sayısının düşük olması dolayısı ile hızın ölçümünde yukarıda verilen metodun kullanılmasında problemler ortaya çıkar. Bu problemi ortadan kaldırmak için ya darbe sayısı belirli bir sayı ile çarpılarak yeni darbe frekansına göre hesaplama yapılır veya aşağıda bahsedilen kesme modeli göz önüne alınarak dönme hızı hesaplanır. Sabit frekanslı bir saat ile verilen darbeler  $T_w$  darbe genişliği boyunca entegre edilir ve aşağıdaki hız denklemi ile kolayca hesaplanabilir.

$$N = 6 * 10^4 \frac{f_c}{M.n} dev / dak \quad (2.3)$$

$f_c$ : Saat Frekansı (Khz)

M : Devir başına pals sayısı

n :  $T_w$  aralığında sayılan saat palsleri

## 2.6 Atalet Hesapları

Elektro mekanik konumlama uygulamaları için kullanılan tahrik elemanlarının sürtünme ve atalet etkilerinin çözümünde aşağıdaki rutinler izlenirse kolaylıkla çözümlere ulaşılabilir (Babaoğlu,2002; Mamur, 1996).

Hareket kontrol sistemlerinde ihtiyaçların belirlenmesindeki ilk adım yükün konumuna göre mekanik analizi – sürtünme ve ataleti de içeren- yapmaktır. Yük sürtünmesi kolayca ya tahminle ya da basitçe döndürme momenti ölçülmesi ile belirlenir.

Atalet, bir cismin hızlanmaya veya yavaşlamaya gösterdiği direnç – bir yükün bir hızdan diğer hıza ivmelenmesi için gerekli olan momenti ifade eder, fakat sürtünme kuvvetlerini içermemektedir. Atalet, hareket ettirilecek mekanik bağlantı sisteminin

analizi ile hesaplanır. Bu tip sistemler doğrudan , dişli , teğetsel, vidalı mil şeklindeki dört temel tahrik dizaynından biri olarak sınıflandırılırlar.

Mekanik bağlantı sisteminin analizinde denklemler motor miline indirgenmiş yük parametrelerini gösterir. Motor ve kontroller seçimi için motorun ne ‘gördüğünün’ belirlenmesi gereklidir.

### 2.6.1 Silindirin Ataleti

Silindirin atalet momenti ağırlığına ve yarıçapına veya özgül ağırlığına, yarıçapına ve uzunluğuna bağlı olarak hesaplanabilir.

Katı silindir için (Şekil 2.28.)

Ağırlık ve yarıçapa bağlı olarak; 
$$J = \frac{WR^2}{2g} \quad (2.4)$$

Özgül ağırlık, yarıçap ve uzunluğa bağlı olarak; 
$$J = \frac{\pi L \rho R^4}{2g} \quad (2.5)$$

İçi boş silindir için (Şekil 2.29.)

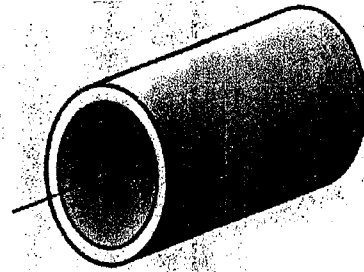
Ağırlık ve yarıçapa bağlı olarak; 
$$J = \frac{W}{2g} (R_o^2 + R_i^2) \quad (2.6)$$

Özgül ağırlık, yarıçap ve uzunluğa bağlı olarak; 
$$J = \frac{\pi L \rho}{2g} (R_o^4 - R_i^4) \quad (2.7)$$

Bu eşitlikler sayesinde makine parçalarının ataletleri hesaplanabilir. Motor seçimlerinde mekanik sistemlere dair atalet kuvveti ve sürtünme değerleri kullanılır.



Şekil 2.28. Katı Silindir

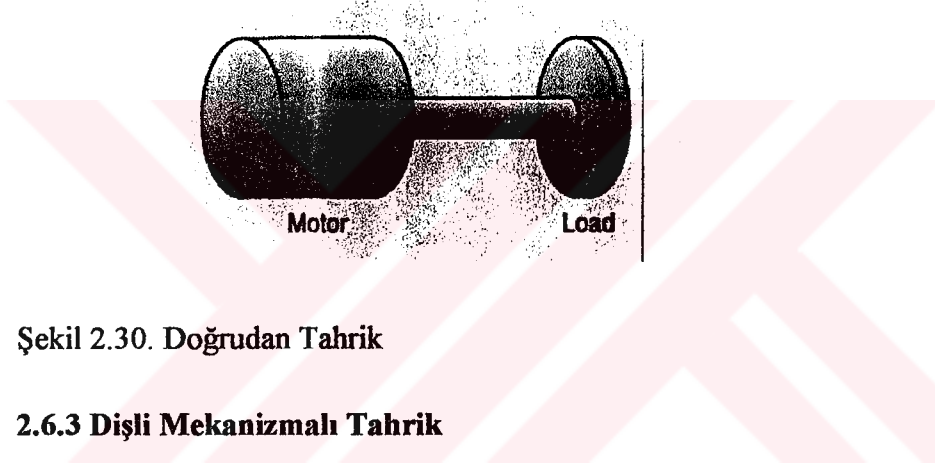


Şekil 2.29. İçi boş Silindir

### 2.6.2 Doğrudan Tahrik

En basit tahrik sistemidir. Yük arada hiçbir hız çevirici olmadan motora bağlanır. Çünkü herhangi bir atalet etkisi yaratan mekanik sistemler içermez. Hareket doğrudan iletilir. Motor hızı ile yük hızı aynı olur. Yük sürtünmesi direkt motor sürtünmesine karşılık gelir. Toplam atalet yük ve motor ataletlerin toplamına eşittir. Şekil 2.30.'da doğrudan tahrik sistemi görülmektedir.

$$J_t = J_y + J_m \quad (2.8)$$



Şekil 2.30. Doğrudan Tahrik

### 2.6.3 Dişli Mekanizmalı Tahrik

Motor ile yük arasında dişli içeren mekanik sistemdir (Şekil 2.31). Hız değişimi olan sistemlerde yük atalet momentinin motor miline indirgenmesinde çevrim oranının karesine etkili olur.

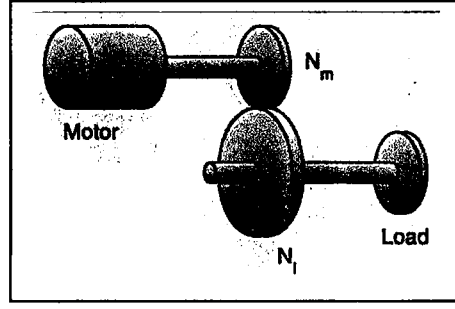
Motor hızı : 
$$V_m = V_y \times N \quad (2.9)$$

veya 
$$V_m = \frac{V_y \times N_y}{N_m} \quad (2.10)$$

Motor momenti: 
$$M_m = M_y * N_m \quad (2.11)$$

İndirgenmiş atalet momenti: 
$$J_i = \frac{J_y}{N^2} + J_m \quad (2.12)$$

Toplam motor atalet momenti: 
$$J_t = \frac{J_y}{N^2} + J_m \quad (2.13)$$



Şekil 2.31. Hız çevirici motor ile yük arasında

Toplam atalet momenti hatasız bulunmak istenirse dişlilerin de atalet momenti hesaba katılmalıdır. Moment hesaplarında da dişli mekanizması verimi etki ettirilmelidir.

#### 2.6.4 Teğetsel Tahrik

Kayış-kasnak, zincir, kremayer-pinyon mekanizmalarını içerir (Şekil 2.32).

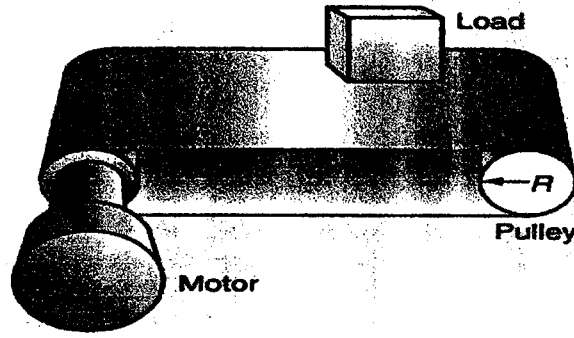
$$\text{Motor hızı: } V_m = \frac{V_r}{2\pi R} \quad (2.14)$$

$$\text{Yük momenti: } M_y = F_y R \quad (2.15)$$

$$\text{Sürtünme momenti: } M_s = F_s R \quad (2.16)$$

$$\text{Yük atalet momenti: } J_y = \frac{W_b R^2}{g} \quad (2.17)$$

$$\text{Toplam atalet momenti: } J_t = \frac{W_b R^2}{g} + J_{p1} + J_{p2} + J_m \quad (2.18)$$



Şekil 2.32. Teğetsel Tahrik

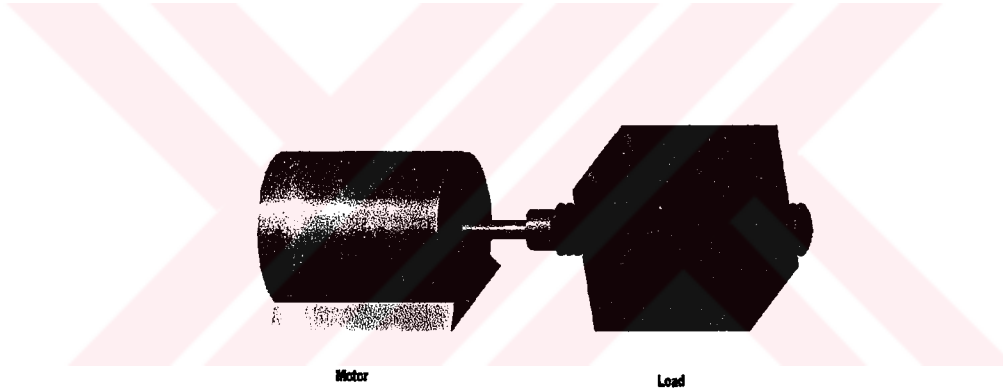
### 2.6.5 Vidalı Mil Mekanizmalı Tahrik

Şekil 2.33.'de gösterilmiş olan mekanizmada yük parametreleri motor miline indirgenmelidir. Vidalı mil ve yük ataletleri her iki hesaba da katılmalıdır. Vidalı mil atalet momenti bilinmiyorsa silindir modeli ile hesaplanabilir.

Hassas konumlamalarda vidalı mildeki diş boşluğu etkisinin azaltılması için ön yükleme yapılmalıdır. Bir ön yükleme değeri varsa verim hesabından da söz edilir.

$$\text{Motor hızı:} \quad V_m = v_y * P \quad (2.19)$$

$$\text{Motor indirgenmiş yük momenti:} \quad M_i = \frac{1}{2\pi} \frac{F_y}{P_e} + \frac{1}{2\pi} \frac{F_{ff}}{P} * \mu \quad (2.20)$$



Şekil 2.33. Vidalı Mil Mekanizmalı Tahrik

### 2.7 Servo Sistemlerin Hesaplama Adımları

#### Adım 1

Müşteri uygulamasına ait bilgilerin ve verilerin toplanması

Uygulama : Termopresin beslenmesi

Stroke : 200 mm 0.15 sn içinde

Silindirin önyükü : 2 Nm

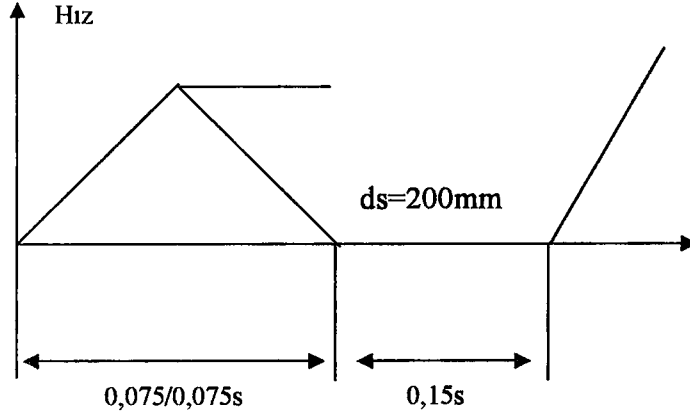
Çevrim zamanı : 30/dak

Silindirin çapı : 90 mm

Silindirin uzunluğu : 300 mm

Malzeme : Çelik





Şekil 2.34. Uygulamaya ait grafik

**Adım 2****Hareket Profilinin Hesaplanması****İvmelenme**

$$a = \frac{2 * \Delta\varphi}{\Delta t^2} = rad / sn^2 \quad (2.21)$$

$$a = \frac{2 * 2.22}{0.075^2} = 789.33 rad / s^2$$

**Silindir Dairenin Çevresi**

$$U = \Phi * \pi = m \quad (2.22)$$

$$U = 0.09 * 3.14 = 0.283m$$

**Dönme Açısı**

$$\Delta\varphi^\circ = \frac{360^\circ}{U} * \Delta s = (^\circ) \quad (2.23)$$

$$\Delta\varphi^\circ = \frac{360^\circ}{0.283} * 0.2 = 254.41^\circ$$

**Dönme Açısı (Rad)**

$$\Delta\varphi^{rad} = \frac{^\circ * 2\pi}{360} = (rad) \quad (2.24)$$

$$\Delta\varphi^{rad} = \frac{254.41 * 2\pi}{360} = (4.44rad)$$

**Max. Hız**

$$w_t = a * \Delta t = (rad / sn) \quad (2.25)$$

$$n = \frac{30 * w}{\pi} = (\text{min}^{-1}) \quad (2.26)$$

$$w_t = 789.33 * 0.075 = 59.20 rad / sn$$

$$n = \frac{30 * 59.20}{\pi} = 565 \text{ min}^{-1}$$

**Adım 3**

Silindirin Ataletinin Hesaplanması

$$m = \frac{d^2 * \pi}{4} * l * \gamma = (kg) \quad (2.27)$$

$$m_{\text{celik}} = \frac{0.09^2 * \pi}{4} * 0.3 * 2700 = 5.15 kg$$

$$J_{\text{silindir}} = 0.5 * m * r^2 \quad (2.28)$$

$$J_{\text{silindir1Al}} = 0.5 * 5.15 * 0.045^2 = 0.00521 kgm^2$$

$$J_{\text{silindir2Al}} = 0.5 * 5.15 * 0.045^2 = 0.00521 kgm^2$$

$$J_{\text{coup}} = 0.0002 kgm^2 \text{ (katalogtan)}$$

$$J_{\text{total}} = 0.01062 kgm^2$$

**Adım 4**

İvmelenme Torkunun Hesaplanması

$$M_{\text{ivmelenme}} = J * a = (Nm) \quad (2.29)$$

$$M_{\text{ivmelenme}} = 0.0162 * 789.33 = 8.39 Nm$$

**Adım 5**

Toplam Tork

İvmelenme Torku : 8.39 Nm

Silindir Önyükleme Torku : 2.00 Nm

Toplam max. Tork : 10.39 Nm

**Adım 6**

Motor Seçimi 
$$J_{motor} = \frac{J_{yük}}{i} \quad (2.30)$$

$$J = \frac{0.01062}{6} = 0.00177 \text{kgm}^2 = 17.70 \text{kgcm}^2$$

Yük / Motor ataleti oranı 6:1'den az ise kabul edilebilir değerdedir. 6:1'den daha büyük atalet oranında, sistemde titreşimler oluşturur, işlem zamanlarını uzatır, kararsız bir çalışma sağlar. Büyük atalet oranı farkları olduğu zaman, motor aşmalarını, titreşimlerini önlemek için kontrol kazancı azaltılabilir. Bu ise hareket ve konumlama zamanlarını azaltacaktır ve uygulama için dezavantaj getirecektir.

Uygulamalarda yük ile motor arasındaki atalet oranını ayarlarken mekanik aktarma organlarından faydalanılır. Kullanılan redüktör çevrim oranları vidalı mil çevrim oranları ile motora indirgenmiş atalet kuvvetleri azaltılabilir. Aynı zamanda kontrol sistemi üzerinde uygulanacak özel çevrimler ile de ayarlanabilir, ancak bu yöntem hem pahalı olacaktır, hem de standart kontrol çevrimleri dışında uygulamaya özel bir tasarım olacaktır.

Çalışma noktasının kararlı olabilmesi için yük momentinin hıza göre değişimi motor momentinin hıza göre değişiminden büyük olmalıdır.

$$\frac{dM_m}{dw} < \frac{dM_y}{dw}$$

Tepe Torku: 10.39 Nm

Hız: 565 min<sup>-1</sup>

Atalet: 17.70 kgcm<sup>2</sup>

BSM	100	B	-	1XXXX	A	A
-----	-----	---	---	-------	---	---

**Motor Bilgileri:**

Tepe Tork : 18 Nm

Atalet : 21.241 kgcm<sup>2</sup>

Atalet Oranı :  $J_{oran} = \frac{J_{yük}}{J_{motor}} \quad (2.31)$

$$J_{oran} = \frac{106.2kgcm^2}{21.241kgcm^2} = 4.99$$

### Adım 7

#### Motor Ataleti ve Yük Ataletine Göre İvmelenme Torkunun Hesaplanması

Toplam atalet

$$J_{yük} = 0.01062 \text{ kgm}^2$$

$$J_{motor} = 0.00212 \text{ kgm}^2$$

$$J_{toplam} = 0.01274 \text{ kgm}^2$$

$$\text{Gerekli ivmelenme torku} \quad M_{ivmelenme} = J * a = (Nm) \quad (2.32)$$

$$M_{ivmelenme} = 0.01274 * 789.33 = 10.05 Nm$$

$$\text{İvmelenme Torku} \quad : 10.05 \text{ Nm}$$

$$\text{Silindirin Önyüklemeye Torku} : 2.00 \text{ Nm}$$

$$\text{Toplam Tepe Torku} \quad : 12.05 \text{ Nm}$$

### Adım 8

#### RMS Torkunun Hesaplanması

$$RMS_{tork} = \sqrt{\frac{(M_1^2 * t_1) + (M_2^2 * t_2)}{t_1 + t_2 + t_3}} \quad (2.33)$$

$$RMS_{tork} = \sqrt{\frac{(12.05^2 * 0.075) + (12.05^2 * 0.075)}{0.075 + 0.075 + 1.85}} = 3.30 Nm$$

Eğer Tork  $\leq$  katalogdaki sürekli tork değeri değilse bir sonraki büyük motor seçilir.

İzin verilen çalışma sıcaklığının aşılması için etkin moment değeri anma momentinden küçük ve motor anma momentinin üstündeki yüklenme süreleri ısı dengeye erişme süresinden kısa olmalıdır. Yük momentinin etkin değerinin (RMS), sürekli çalışmadaki motor anma momentine eşit olması durumunda motor son çalışma sıcaklığına ulaşır

**Adım 10**

Motor Boyunun ve Elektriksel Değerlerinin Kontrolü

Motor tipi, motor boyutu ile birlikte en düşük tepe akım değerine göre seçilir.

Tepe Tork : 12.05 Nm Hız : 565 min<sup>-1</sup>; DC Bus 300 V (AC 230 V, 1 faz)

BSM	100	B	-	1250	A	A
-----	-----	---	---	------	---	---

Tepe Tork : 18 Nm

Tepe Akımı : 8A

Sürekli Tork : 5.93 Nm

Sürekli Akım : 3.1 A

**Adım 11**

Sürücü Tipinin Seçilmesi

$$Tepeakie = \frac{Tork_{yük}}{Tork_{sabit}} \quad (2.34)$$

$$Tepeakie = \frac{12.05}{2.279} = 5.28A$$

Max. Tepe akımı değerine göre sürücü seçilir.

Sürücü tipi:

E	P	2	A05	T	B	-	R	N	2	0
---	---	---	-----	---	---	---	---	---	---	---

Tepe Akım : 10 A

Sürekli Akım : 5 A

Eğer atalet oranı 6'dan büyük çıkarsa redüktör sistemi gerekli olur.

**Redüktör Oran Seçimi**

Max. redüktör oranı;

Motorun max. hızı 3000 – 4000 min<sup>-1</sup>

Redüktör oranı

$$i = \frac{n_{max}}{n_{hesap}} \quad (2.35)$$

$$i = \frac{3000}{565} = 5.30 = 5$$

**Redüktör Kutusu ile Sistem Hesabı**

İndirgenmiş atalet  $J_{ind.} = \frac{J_{yük}}{i^2}$  (2.36)

$$J_{ind.} = \frac{0.01062}{25} = 0.000424 \text{kgm}^2 = 4.24 \text{kgcm}^2$$

Max. motor hızı  $w = n * i$  (2.37)  
 $w = 565 * 5 = 2825 \text{ min}^{-1}$

İvmelenme  $a = \frac{2 * \Delta\varphi}{\Delta t^2} * i$  (2.38)

$$a = \frac{2 * 2.22}{0.075^2} * 5 = 3947 \text{rad} / \text{s}^2$$

**Tepe Torkunun Hesaplanması**

$$M_{tepe} = J * a = (Nm) \quad (2.39)$$

$$M_{tepe} = 0.000424 * 3947 = 1.67 \text{Nm}$$

**Toplam Tork**

İndirgenmiş Önyük  $Tork_{önyük} = \frac{tork_{önyük}}{i}$  (2.40)

$$Tork_{önyük} = \frac{2}{5} = 0.40 \text{Nm}$$

İvmelenme Torku :1.67 Nm

Önyük Torku :0.40 Nm

Toplam Tepe Torku :2.07 Nm

Faktör 6 taban alınarak motor ataleti:

$$J_{motor} = \frac{J_{ind.}}{f} \quad (2.41)$$

$$J_{motor} = \frac{4.24 \text{kgcm}^2}{6} = 0.71 \text{kgcm}^2$$

Tepe Torku : 2.07 Nm      Hız :2825 min<sup>-1</sup>      Atalet : 0.71kgcm<sup>2</sup>

BSM	80	N	-	1XXXX	A	A
-----	----	---	---	-------	---	---

Motor Bilgileri:

Tepe Torku : 6.28 Nm

Atalet : 0.915 kgcm<sup>2</sup>

Atalet Oranı

$$J_{oran} = \frac{J_{yük}}{J_{motor}} \quad (2.42)$$

$$J_{oran} = \frac{4.24}{0.915} = 4.63$$

### Redüktör Kutusu Seçimi

Sürekli Tork :2.07 Nm      Sürekli Hız : 2825 min<sup>-1</sup>      Motor Boyutu :BSM 80

Tip : GPL 120-1-5:1

Sürekli Tork : 25 Nm

Atalet : 0.00009kgm<sup>2</sup>

Verim :%90

### RMS Torkunun Hesaplanması

$$RMS_{tork} = \sqrt{\frac{(M_1^2 * t_1) + (M_2^2 * t_2)}{t_1 + t_2 + t_3}} \quad (2.43)$$

$$RMS_{tork} = \sqrt{\frac{(3.84^2 * 0.075) + (3.84^2 * 0.075)}{0.075 + 0.075 + 1.85}} = 1.05Nm$$

Motor tipi belirlenirken, en küçük tepe akımlı motorun seçilmesine dikkat edilir.

Tepe Tork :3.84 Nm      Hız : 2825 min<sup>-1</sup>      DC BUS 300V

Sonuç olarak Motor Tipi

Tepe Tork :6.28 Nm

Tepe Akımı :7.32 A

Sürekli Tork :1.57 Nm

Sürekli Akım :2.03 A

### Sürücü Tipinin Seçimi

$$Tepeakie = \frac{Tork_{yük}}{Tork_{sabit}} \quad (2.44)$$

$$Tepeakie = \frac{3.84}{0.85} = 4.5A$$

Sürücü Tipi:

E	P	2	A02	T	B	-	R	N	2	0
---	---	---	-----	---	---	---	---	---	---	---





### 3. BULANIK MANTIK

#### 3.1 Bulanık Mantığın Tarihsel Gelişimi

Gerçek bir olay, insanın düşünce sisteminde ve zihninde yaklaşık olarak canlandırılarak yorumlanır. Bilgisayarların kullandığı Aristo mantığından farklı olarak; insanın yaklaşıklık ve belirsizlik içeren veri ve bilgi ile işlem yapabilme yeteneği vardır. Bulanık mantık kavramı, kesin sonuçlardan çok kesin olmayan yaklaşık kriterleri göz önüne alır. Örneğin; “hava sıcak” denildiğinde, “sıcak” kelimesinin ifade ettiği anlam olarak birbirinden farklı olabilir. Kutuplarda bulunan bir kişinin sıcak için 1 dereceyi algılamasına karşın; ekvator civarındaki bir kişi için bu 35 dereceyi bulabilir. Bu, kesin değildir; ancak belirsizdir. Bu şekilde kelimelerin ima ettikleri belirsizliklere fuzzy (bulanık) denmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, “sıcak” kelimesinin ne kadar fazla sayısal dereceler topluluğunu temsil ettiği. Bu topluluğa da fuzzy kümesi adı verilmektedir. Bazı insanların sıcaklığı, 15 derece; bazılarının ise 35 derece gibi oldukça farklı sayısal biçimde algılanmasına rağmen; bu insanlar arasında bir farklılık bulunmaz. Ancak Aristo mantığında sadece “sıcak” ve “soğuk” vardır. İşte bulanık mantığın avantajı da budur. Zadeh insan düşüncesindeki belirleyici fikirlerin sayılar olmayıp bulanık kümelerin seviyeleri olduğunu gözlemlemesi ile bulanık mantık üzerindeki çalışmalarını yoğunlaştırmıştır. Sosyal bilimlerden mühendislik uygulamalarına kadar hemen her alanda bir uygulama örneği bulmak mümkündür. Bulanık mantığın en fazla uygulama bulunduğu alan, kontrol sistemleri olarak görülmektedir. Bunun nedeni de 1970’li yılların başında Mamdani ve arkadaşlarının bulanık mantık tabanlı bir denetleyici tasarlayarak uygulamaya koymaları olmuştur (Zadeh, 1965; Zadeh 1978; Şen, 1999; Alay ve Cengiz, 2000; Hoyle, 1996; Mamdani ve Assilian, 1999).

Kontrol işlemi için uygulama yapılırken her şeyden önce sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Ancak pratikte bu modelleme her zaman mümkün olmayabilir. Bazı durumlarda doğru model kurulsa bile bunun uygulamada kullanılması karmaşık problemlere yol açabilir. Bu gibi sorunlarla karşılaşıldığı zaman genellikle kontrol olayını gerçekleştiren uzman kişinin bilgi ve

deneyimlerinden yararlanma yoluna gidilir. Uzman kişi özel değişkenler olarak tanımlanan; uygun, çok uygun değil, yüksek, biraz yüksek, fazla, çok fazla gibi günlük yaşantımızda sıkça kullandığımız kelimeler doğrultusunda esnek bir kontrol mekanizması geliştirir. İşte bulanık küme teorisinin ve bulanık mantığın uygulaması olan bulanık mantık kontrol bu tür mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur. Ayrıca bulanık küme teorisinin günümüzde içerdiği diğer uygulama alanları ve tarihsel gelişimi aşağıdaki gibi sıralanmıştır.

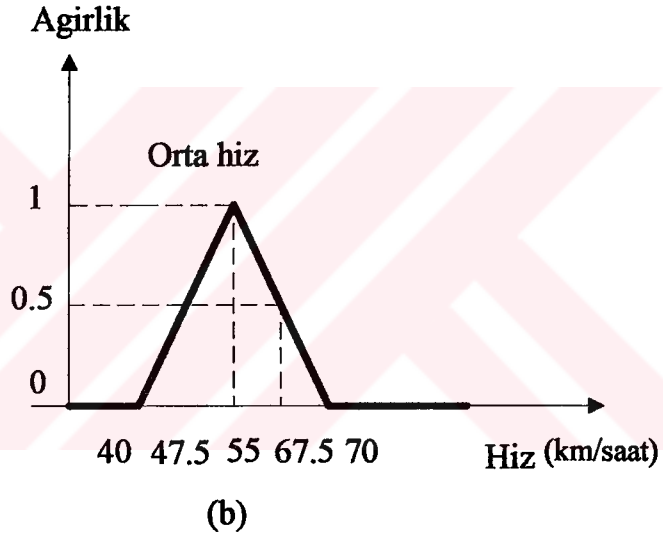
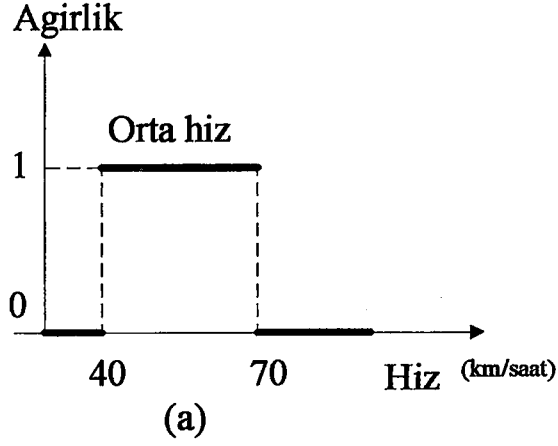
1. Kontrol işlemi: (Mamdani, 1976; King and Mandani, 1977; Rutherford and Bloore, 1976; Braae and Rutherford, 1979; Tong, 1977; Kickert, 1976; Sugeno, 1985; Pedrycz, 1989; Huang and Tomuzuka, 1990; Liaw and Wang, 1993; Yamakawa, 1993).
2. Karar verme: Karar vermeyle ilgili ilk uygulamalar 1970 yılında başlatıldı, (Bellman and zadeh, 1970) daha sonra karar verme geliştirilmeye başlandı, (Yager, 1977; Tong ve Benissone, 1980; Watson et. Al.)
3. Görüntü tanıma: (Pal and Majunder, 1986; Kandel, 1982; Bezdek, 1981).
4. Yapay zeka: (Zadeh, 1978a, 1978b, 1984; Tong and Sahapiro, 1985; Whalen and Schott, 1985; Bandler and Khout, 1985; Leung and Lam, 1988).
5. Sınıflama: (Xie, 1984; Miyamoto and nakayama, 1986)

### **3.2 Bulanık Küme Teorisi**

#### **3.2.1 Bulanık Küme Kavramı**

Bilindiği gibi klasik mantıkta bir olayın olabilirlik derecesi 1(doğru) ve 0(yanlış) olmak üzere iki çeşittir. Dolayısıyla klasik mantıkta olayın olabilirlik derecesi 1 ile 0 arasında herhangi bir değer olamaz. Olay olarak hızı düşünecek olursak; 40 km/saat ve 70 km/saat arası orta hız olarak kabul edilirse bu durumda şekil 3.1.a'da gösterildiği gibi klasik mantıkta 40 km/saat ve 70 km/saat dahil olmak üzere bu iki değer arasında her hız değeri orta hız olarak kabul edilir. Yani bu değerleri

olabilirliği 1 olur. Sınır hız değeri arasında yorum yapmak mümkün değildir. Bu durumu daha olumlu hale getirmek için Bulanık Mantık kullanılır (Zadeh, 1965).



Şekil 3.1. Klasik ve Bulanık Mantıkta Hız Grafiği

Bulanık mantıkta sınır ve ara değeri için yalnız bir durum yoktur. Olabilirlik derecesi (0,1) arasında değışik değeri alabilir. Çok seviyeli mantığın bir çeşidi olarak görülebilir. Şekil 3.1.b 'de gösterildiği gibi 40-70 km/saat arası yine orta hız olarak kabul edilirse bu iki değeri arasındaki hızların olabilirlik dereceleri değışik değeri sahiptir. Bu durumda 40 km/saat ve 70 km/saat hızlarının olabilirlik derecesi 0 olur. Yani orta hız sayılmazlar. 55 km/saat hızının olabilirlik derecesi 1 olur. Yani bu değeri tam orta hız sayılır. Dolayısıyla bir değeri diğer bir değeri

keskin olmayan daha yumuşak bir geçiş yapmış olur. Ayrıca 47.5 km/saat ve 67.5 km/saat hızlarının olabilirlik derecesi 5.0'dır. Bu hız değerleri noktalarına geçiş noktası adı verilir. Bulanık mantıkta Şekil 3.1.b.'de gösterilen eğriye **üyelik fonksiyonu** adı verilir. Hız ekseninde başka hız grupları için üyelik fonksiyonları gösterilebilir. ( çok yavaş, yavaş, orta, hızlı, çok hızlı gibi). Hız eksenindeki tüm hız değerlerinin bulunduğu küme hız için evrensel küme olarak adlandırılır. Her hızın üyelik fonksiyonunda aldığı olabilirlik derecesi, üyelik ağırlığı olarak isimlendirilir. Ayrıca orta hız üyelik fonksiyonu evrensel kümenin her elemanını ve bu elemana karşılık gelen üyelik ağırlığı ile matematiksel olarak gösterilebilir. Yine orta hız üyelik fonksiyonu hız evrensel kümesinin bir bulanık alt kümesidir (Zadeh, 1965; Şen, 1999).

### 3.3 Bulanık Teoride Temel İşlemler

#### 3.3.1 Bulanık Kümenin Matematiksel Gösterimi

Bir  $X$  evrensel kümesindeki Bir  $A$  bulanık küme  $[0,1]$  aralığında değer alan  $\mu_A$  üyelik fonksiyonu tarafından karakterize edilir. Bu yüzden  $X$  'teki bulanık küme bir  $x$  ve  $x$ 'in

Şekil 3.3.2.1.'de gösterilen üyelik fonksiyonu tarafından belirlenen ağırlığı ile beraber tarif edilir yani;

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in X\} \quad (3.1)$$

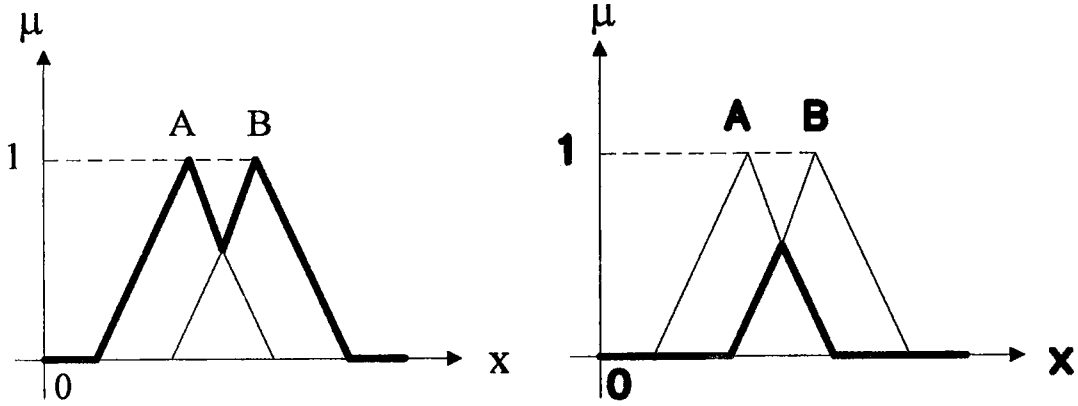
Olur.

#### 3.3.2 Kesişme Özelliği

$A \cap B$  kesişiminin üyelik fonksiyonu  $\mu_{A \cap B}$  ( $X$ ) üyelik fonksiyonu,  $X$ 'in her değeri için;

$$\mu_{A \cap B}(X) = \mu_A(X) \wedge \mu_B(X) \text{ veya } \mu_{A \cap B}(X) = \min\{\mu_A(X), \mu_B(X)\} \quad (3.2)$$

şeklinde gösterilebilir. Kesişme özelliği şekil 3.2.b.'deki gibi grafiksel olarak gösterilebilir.



Şekil 3.2. a) Birleşme

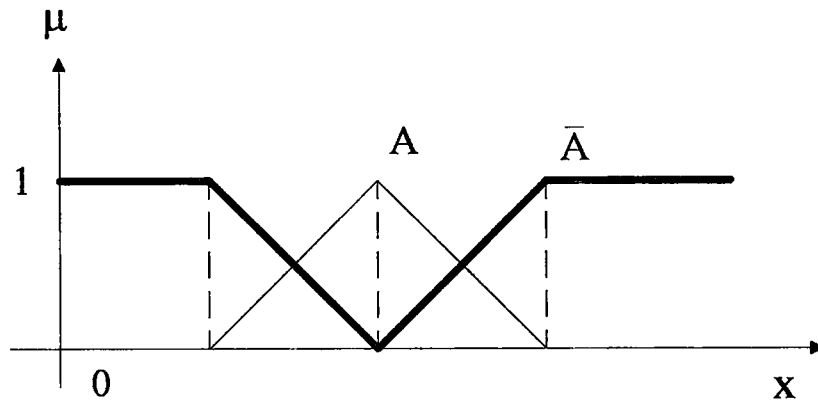
b) Kesişme

### 3.3.3 Evrik Alma Özelliği

Bulanık A kümesinin evriğini  $x \in X$ 'in her değeri için  $\mu_A(x)$  üyelik fonksiyonu türünden aşağıdaki gibi gösterilir.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{Şen,1999}) \quad (3.3)$$

Evrik alma özelliği Şekil 3.3.'deki gibi grafiksel olarak gösterilebilir.



Şekil 3.3. Evrik alma özelliği

### 3.3.4 Üs Alma Özelliği

Bulanık A kümesinin  $x \in X$  'in her değeri için pozitif  $\alpha$  sayısı ile çarpma;

$$\alpha \cdot A = \sum \frac{[\mu_A(x_i)]^\alpha}{x_i} \quad (\text{Şen,1999}) \quad (3.4)$$

şeklinde gösterilir.

### 3.3.5 Bulanık Kümeler Arasındaki Mesafe

İki bulanık küme arasındaki mesafe iki bulanık kümenin eşit veya farklı olup olmadığını belirten bir işlemdir.

A ve B kümeleri arasında normalize edilmiş lineer mesafe;

$$d^*(A, B) = \left( \frac{1}{n} \right) \sum_{i=1}^n |\mu_A(x_i) - (x_i)| \quad (\text{Şen,1999}) \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanır.

A ve B kümeleri arasında normalize edilmiş ikinci dereceden mesafe;

$$d^*(A, B) = \left( \frac{1}{n} \right) \left[ \sum_{i=1}^n |\mu_A(x_i) - (x_i)|^2 \right]^{0.5} \quad (\text{Şen,1999}) \quad (3.6)$$

şeklinde gösterilir.

### 3.4 Klasik ve Bulanık Bağlıntılar

X ve Y belirli elemana sahip iki evrensel küme ise bunların kartezyen çarpımı;

$$X \times Y = \{(x, y) | x \in X, y \in Y\} \quad (3.7)$$

şeklinde dir. Kartezyen çarpım X kümesindeki her elemana karşılık Y kümesindeki her eleman ile oluşturulan ikilileri kapsar. Göz önüne alınan her hangi bir eleman  $X \times Y$  kartezyen çarpımındaki kümeye ait ise ağırlığı 1. aksi takdirde ağırlığı 0 olarak gösterilir (Şen,1999). Yani;

$$X_{x,y}(x, y) = \{(x, y) | x \in X, y \in Y\} \quad (3.8)$$

şeklinde ifade edilir.  $X \times Y$  kartezyen çarpımı küme bağıntı matrisi olarak.

$$X = \{1,2,3\} \text{ ve } Y = \{a, b, c\} \quad (3.9)$$

gösterilebilir.

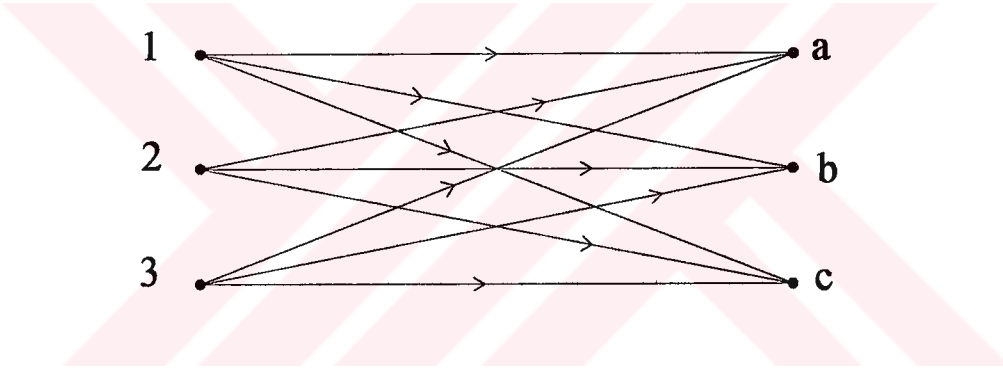
$$X = \{1,2,3\} \text{ ve } Y = \{a, b, c\}$$

şeklinde kümeler ise  $X \times Y$  kartezyen çarpımında oluşan bağıntı kümesi ve bağıntı matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$X \times Y = \{(1, a), (1, b), (1, c), (2, a), (2, b), (2, c), (3, a), (3, b), (3, c)\} \quad (3.10)$$

$$R = \begin{matrix} & a & b & c \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (3.11)$$

Bağıntı matrisi şekil 3.4.'deki gibi ağ yapısı şeklinde gösterilebilir.



Şekil 3.4. X ve Y kümeleri için bağıntı ağı

### 3.4.1 Klasik Kümelerde Bağıntılar

$X \times Y$  kartezyen çarpımının bir alt kümesi  $R$  bağıntısı ve  $Y \times Z$  kartezyen çarpımının bir alt kümesi  $S$  bağıntısı olsun.  $R$  bağıntısında  $S$  bağıntısından farklı olarak  $X$  evrensel kümesi ve  $S$  bağıntısında  $R$  bağıntısından farklı olarak  $Z$  evrensel kümesi vardır. Eğer bu bağıntılardan faydalanarak  $X \times Z$  kartezyen çarpımındaki  $T$  bağıntısının yapılaması istenirse kompozisyon işlemi kullanılır.

Burada o kompozisyon işlemi gösterir. Kompozisyon işlemi sonucunda oluşan  $T$  bağıntısının ağırlıkları aşağıdaki ifadeler ile hesaplanır.

Max-min kompozisyonu;

$$X_T(x, z) = \bigvee_{y \in Y} x_R(x, y) \wedge x_s(y, z) \quad (3.12)$$

veya

$$X_T(x, z) = \max_{y \in Y} x_R(x, y) \wedge x_s(y, z) \quad (3.13)$$

Max – Çarpım Kompozisyonu;

$$X_T(x, z) = \bigvee_{y \in Y} x_R(x, y) \bullet x_s(y, z) \quad (3.14)$$

veya

$$X_T(x, z) = \max_{y \in Y} x_R(x, y) \bullet x_s(y, z) \quad (3.15)$$

### 3.4.2 Bulanık Mantık Bağntı

Bu bağntılar ve işlemler klasik bağntılara benzerdir. Bağntılarda ağırlıklar  $[0,1]$  arasında değişir ve  $\mu_R(x, y)$  üyelik fonksiyonu ile ifade edilir. (Şen,1999)

### 3.4.3 Kartezyen Çarpımı

A bulanık kümesi ve X evrensel kümesinin, B bulanık kümesi Y evrensel kümesinin alt kümeleri ise  $AxB$  ile gösterilen A ile B' nin kartezyen çarpımı R bağntısı olarak ifade edilir.

$$AxB = R \subset XxY \quad (3.16)$$

Bulanık bağntısının üyelik fonksiyonu;



$$\mu_R(x, y) = \mu_{AxB}(x, y) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(y) \} \quad (3.17)$$

şeklinde gösterilir. Bulanık bağıntılar arasındaki bağıntılar klasik bağıntılardaki gibidir.

#### 3.4.4 Bulanık Bağıntılarda Kompozisyon

$R, X \times Y$  kartezyen çarpımın bir bulanık bağıntısı ve  $S, Y \times Z$  kartezyen çarpımın bir bulanık bağıntısı ise  $X \times Z$  kartezyen çarpımın bulanık bağıntısı klasik bağıntılarda anlatıldığı gibi gösterilebilir.

#### 3.4.5 Bulanık Çıkarım Kompozisyonu

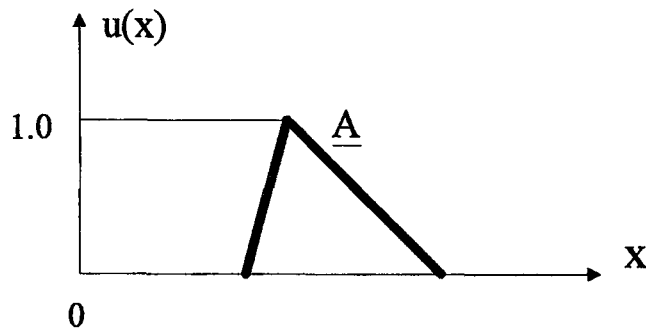
$R, X$ 'den  $Y$ 'ye Bulanık bağıntı,  $x, X$  evrensel kümesinin bulanık alt kümesi ve  $y, Y$  evrensel kümesinin bulanık alt kümesi ise;  $x \circ R$  kümesi çıkarım kompozisyonunu gösterir. Burada  $x \circ R, x$  ve  $R$ 'nin çıkarım kompozisyonudur.

### 3.5 Üyelik Fonksiyonları

Göz önünde tutulan bir bulanık kelime veya ifadenin temsil ettiği bir sayısal aralık o ifade hakkında bilgi sahibi olan kişiler tarafından belirlenebilir. Mesela İstanbul'da sıcaklık derecesinin değişimi aralığının aşağı yukarı  $-5$ 'den  $35$ 'e kadar olduğu söylenebilir. İşte bu aralık sıcaklık kümesinin İstanbul için bulunabileceği aralığı belirtir. Böylece tüm sıcaklık uzayı belirlenmiştir. Ancak günlük konuşmalarda bu sıcaklık uzayının da bir takım alt aralıklardan oluştuğu düşünülür. Mesela çok soğuk, soğuk, ılık, sıcak, çok sıcak gibi. Burada önce her bir terimin aralığının ne olduğuna karar veriniz diye bir soru ile karşılaşırsa belki mühendis olanlar bu alt kümelerin her birinin üst üste örtüşmeyen ancak birbirinin sınırda devamı imiş gibi olduklarını söyleyebilir. Mesela çok soğukun  $-5$  ile  $0$ , soğukun  $0$  ile  $8$ , ılığın  $8$  ile  $15$ , sıcaklığın  $15$  ile  $25$ , çok sıcak  $25$ 'ten başladığı söylenebilir. Burada dikkat edilirse aralık tahminlerinde bulunmuş ve her bir alt aralıktan biri bitince diğeri başlamıştır. Ancak biraz daha makul düşünen birisi, bu aralıkların arasındaki geçiş

kısımlarının böyle birbirinin devamı olmayacağını ve bir örtüşmenin söz konusu olabileceğini söylerse daha mantıklı ve günlük hayatta daha geçerli ve uzlaştırıcı çözümlere gitmiş olur. Çünkü herkesin ılık sınırının 5 ile 15 derece olacağını kabul edeceğini savunmak mümkün değildir. Böylece birinci olarak sıcaklık kümesinin alt aralıklarının birbiri ile örtüşmeli geçişlere sahip olacağı anlaşılır (Zadeh, 1978; Şen, 1999; Hoyle, 1996).

İkinci bir soru ise her alt aralığa örneğin ılık aralığına düşen sıcaklık derecelerinin hepsinin aynı önemde olup olmayacağıdır. Tabii olarak ılık aralığının alt ve üst uçlarına yaklaştıkça onun komşusu olan altta sıcak üstte ise soğuk alt kümelerine doğru geçişler beklendiği için, o geçiş bölgelerine rastlayan kısımların tam anlamı ile ılık vasfına sahip olacağı söylenemez. Böylece, her bir alt aralığa düşen sıcaklık derecelerinin o alt aralığın uçlarına yakın kısımlarında önemlerini göreceli olarak ortaya kıyasla kaybedeceği sonucuna, buradan da eğer bir alt aralıkta önem derecesi diye bir değer düşünülecek olursa, bunun en büyük değerlerinin ortalarda en düşüklerinin ise uçlarda olacağını anlayabiliriz. Bu düşünceler bizi şekil 3.5.'de gösterilen bir geometrik gösterime sürükler ki bu da bir alt kümedeki küme öğelerinin her birinin o kümedeki önemini belirten bir değer bulduğudur.



Şekil 3.5. Bulanık küme

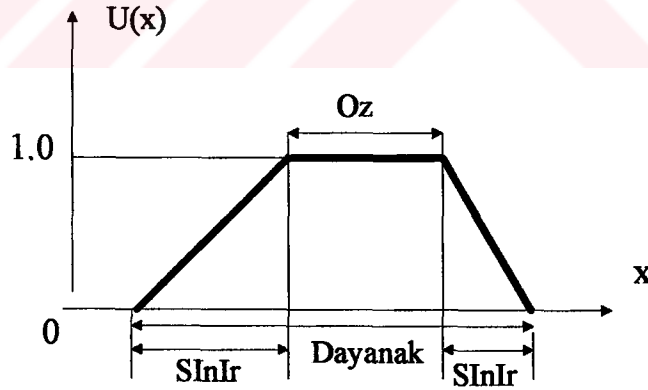
Genel olarak küme üyelerinin değerleri ile değişiklik gösteren böyle bir eğriye önem eğrisi adı verilebilir. Bunun en önemli özellikleri alt küme sınırlarındaki değerlerinin orta öğelerinkine göre daha düşük olmasıdır. Ancak klasik kümelere bir benzerlik

teşkil etmesi açısından en büyük önem derecesine sahip olan ortaya yakın öğelere 1 değeri atanırsa, diğerlerinin 0 ile 1 arasında ondalıklı ye sürekli bir değişim gösterdiği sonucuna varılır. İşte bu şekilde 0 ile 1 arasındaki değişimin her bir öğe için değerine üyelik derecesi, bunun bir alt küme içindeki değişimine ise üyelik fonksiyonu adı verilir. Böylece üyelik fonksiyonunun şemsiyesi altında toplanan öğeler önem derecelerine göre birer üyelik derecesine sahiptir.

Bu kısmın kapatılmasından önce bizim matematik kurallarına uygun olarak düzgün şekilli üyelik fonksiyonlarının sıkça üçgen, yamuk veya can eğrisi şeklinde olacağı aklımıza gelebilir. Zaten bunlardan üçgen olanı en fazla daha sonrada yamuk olanı kullanılır.

### 3.5.1 Üyelik Fonksiyonunun Kısımları

Önceki bölümde yapılan açıklamalardan genel fonksiyonunda gereken kısımlar hakkında fikirler oluşmuştur. En genel hali ile yamuk şeklindeki bir fonksiyonu şekil 3.6.'da gösterildiği gibi kısımlara sahiptir.



Şekil 3.6. Üyelik Fonksiyonu Kısımları

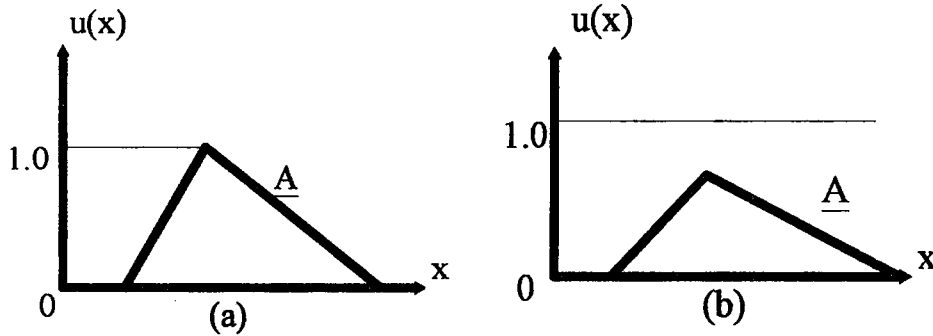
Verilen bir bulanık alt kümede bir değil, birden fazla öğenin üyelik derecesi  $1'$  e eşit alınabilir. Bu durumda üyelik dereceli öğelerin tam anlamı ile hiç bir şüphe getirmeden 0 alt kümeye ait olduğu sonucuna varılır. Böyle üyelik derecesine sahip olan öğeler alt kümenin orta kısmında toplanmıştır. İşte üyelik dereceleri  $1'$  e eşit

olan öğelerin toplandığı alt küme kısmına o alt kümenin, özü (core) denir. Burada  $\tilde{U}_A(x)=1$ ' dir. Üçgen şeklindeki üyelik fonksiyonlarının bir tane öğenin üyelik derecesi 1' e eşit olduğundan üçgen üyelik fonksiyonlarının özü bir nokta olarak karşımıza çıkar.

Bunun aksine bir alt kümenin tüm öğelerini içeren aralığa o alt kümenin, dayanağı (support) adı verilir. Burada bulunan her öğenin az veya çok değerinde (0 ile 1 arasında) üyelik dereceleri vardır. Bunun matematik gösterimi  $\tilde{U}_A(x)=0$ ' dır. Aslında bu öğeler topluluğu önceki bölümde belirtilen aralığa karşı gelir.

Üyelik dereceleri 1' e veya 0' a eşit olmayan öğelerin oluşturduğu kısımlara üyelik fonksiyonunun sınırları veya geçiş bölgeleri adı verilir. Bunun matematik tanımını  $0 < \tilde{U}_A(x) < 1$  şeklindedir. Bu öğeler alt kümenin kısmi öğeleridir. Aslında bir alt kümeye bulanıklık özelliğinin takılması bu geçiş yerlerinin bulunması sonucundadır. Genel olarak tüm üyelik fonksiyonlarında biri sağda diğeri de solda olmak üzere iki tane geçiş değeri vardır.

Yukarıdaki şekil olarak bulunan üç özelliğe ilave olarak üyelik fonksiyonlarının sahip olması gerekli olan iki tane daha özellik bulunmaktadır. Bunlardan birincisi bulanık kümenin normal olduğunu tesbit etmemize yarayan bir kavramdır. Buna göre normal bulanık kümede en azından bir tane üyelik derecesi 1 e eşit olan öğe bulunmalıdır. Şekil 3.7. normal ve normal olmayan bulanık kümelere alt bazı örnekler verilmiştir.



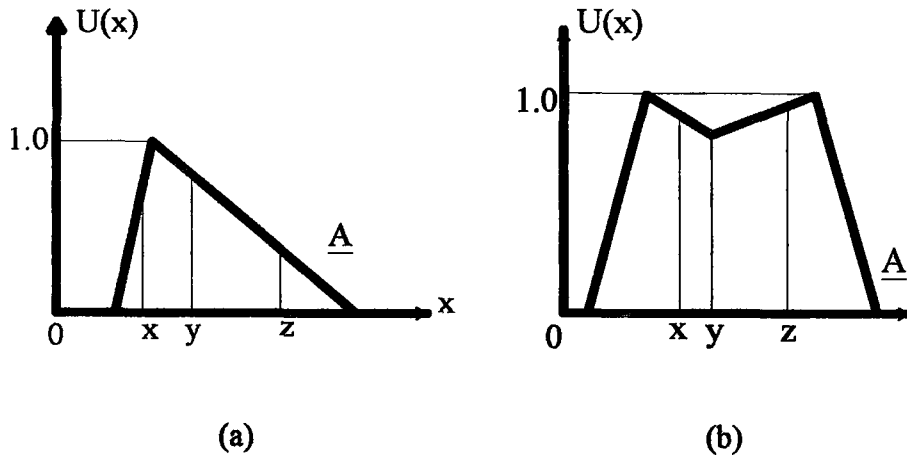
Şekil 3.7. Bulanık kümeler; (a) normal, (b) normal olmayan

İkinci özellik ise bulanık kemenin dış bükey (konveks) olmasıdır. Dış bükey olan bulanık kümelerde üyelik fonksiyonu kümenin dayanağı üzerinde ya sürekli artar veya sürekli azalır veya önce sürekli olarak üyelik derecesi bir öğede 1 'e eşit oluncaya kadar artar ondan sonraki dayanağa düşen öğeler 1cm sürekli azalır. Bunun aksi durumlarda söz konusudur. Ancak onlar bulanık kümelere üyelik fonksiyonu olamazlar. Sekil 3.8.'de dış bükey olan ye olmayan bulanık alt kümelere bazı örnekler verilmektedir.

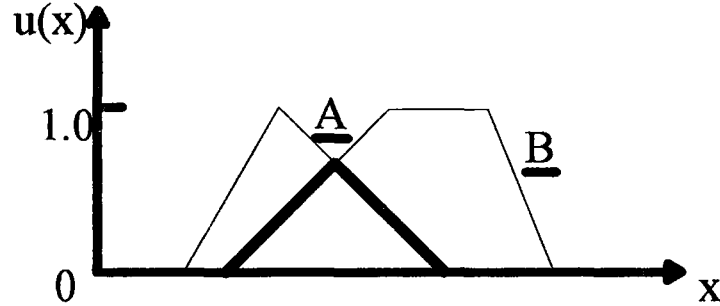
Dış bükeyliğin matematik olarak tanımlanmasında aynı bulanık alt kümeye düşen  $x$   $y$  ve  $z$  gibi üç tane öğe düşünülürse ve bunlar arasında değerce büyüklük olarak  $x < y < z$  gibi bir sıra bulunuyor ise bunlardan ortadakinin üyelik fonksiyonu önceki ve sonrakine göre;

$$\tilde{U}_A(x) \geq EK[\tilde{U}_A(x), \tilde{U}_A(z)] \quad (3.18)$$

bağıntısı daima geçerli olmalıdır. İşte bu durumda  $A$  kemesine dış bükey bulanık küme adı verilir.  $\underline{A}$  ye  $B$  gibi iki dış bükey bulanık kümenin kesişimi de Şekil 3.9.'dan anlaşılacağı gibi dış bükey olur.



Şekil 3.8. Bulanık kümeler; (a) dış bükey, (b) dış bükey olmayan



Şekil 3.9. Dış bükey bulanık kümelerin kesişimi

Bulanık kümelerin üyelik fonksiyonlarında üyelik derecesinin 0.5'e eşit olması durumundaki noktaya 'geçiş noktası' adı verilir yani geçiş noktasında  $\bar{U}_A(x) = 0.5$  ' dir.

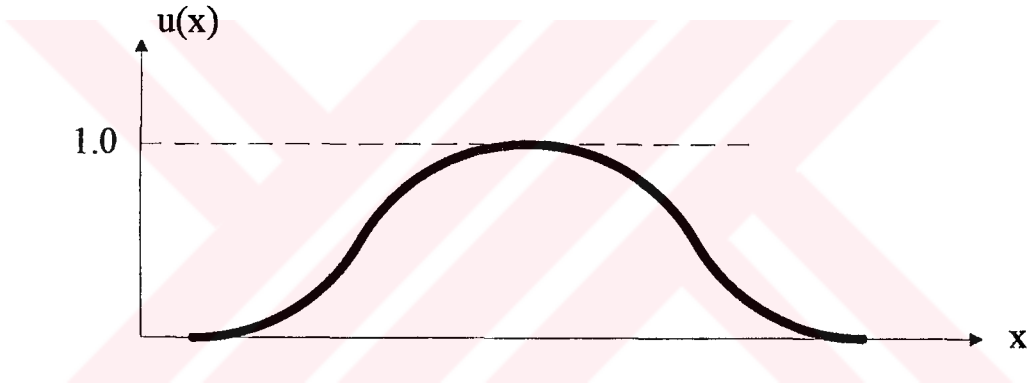
Ayrıca bulanık kümenin 'yüksekliği' denilen bir büyüklük ise Üyelik derecesinin en büyük olduğu öğelere karşı gelir. Yukarıda söylenenlerden sonra normal bulanık kümelerde yüksekliğin 1' e eşit olması gerekliliği anlaşılır. Diğer bir ifade ile yüksekliği 1' e eşit olmayan bulanık kümeler norma olmadıklarından burada veya herhangi bir bulanık küme, mantık ye sisteminde kullanılamaz. Normal olmayan bulanık kümeleri normal hale dönüştürmek için o kümenin her üyelik derecesinin en büyük üyelik derecesine bölünmesi gereklidir. Böylece normal olmayan bulanık kümelerin dış bükey olmaları şartı ile nasıl normal bulanık kümeler haline dönüştürüleceği anlaşılmış olur (Şen,1999; Hoyle, 1996).

Temel bulanık kümeler normal ve dış bükey olmasına karşılık birçok küme işleminin yapılması sonucunda elde edilen kümeler bulanık normal küme çıkmayabilir. Daha sonra görüleceği gibi iki normal ve dış bükey bulanık alt kümenin birleşimi normal ve dış bükey olmayan bulanık küme verebilir.

Üyelik fonksiyonları simetrik olabilir de olmayabilir. Genel olarak bir boyutlu uzayda tanımlanan bulanık kümelerin iki veya daha fazla boyutta az da olsa

tanımlanması mümkündür. Şimdiye kadar gösterilen tüm üyelik fonksiyonları bir boyutta tanımlanmıştır. Bir boyutlu uzayda çizgi şeklinde olan üyelik fonksiyonları iki boyutta yüze şeklinde görülürler.

Yukarıda söylenenler ihtimaller teorisi veya istatistikteki dağılım fonksiyonları hakkında bilgisi olan kişiler, üyelik fonksiyonunun dağılım fonksiyonlarına benzediği sonucunu çıkarabilir. Dağılım fonksiyonlarında tepe noktasının 1'e eşit olması söz konusu değildir. Ancak hisrogram olarak dağılım fonksiyonunun altındaki alanın 1'e eşit olması gereklidir. Şekil 3.10.'da Gauss eğrisi şeklinde dağılım ve üyelik fonksiyonları ayrı ayrı gösterilmiştir. Bunlardan üyelik fonksiyonunun tepe noktası 1'e eşittir.

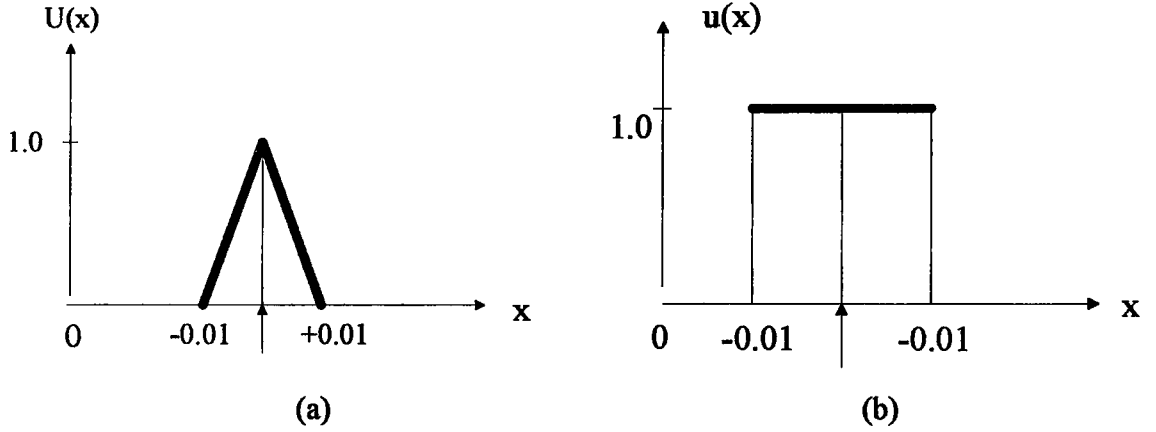


Şekil 3.10. Gauss Bulanık Kümesi

### 3.6 Bulanıklaştırma

Pratikte genel olarak klasik küme şeklinde beliren değişim aralıklarının bulanıklaştırılması, bulanık küme, mantık ve sistem işlemleri için gereklidir. Bunun için bir aralıkta bulunabilecek öğelerin hepsinin 1 üyelik derecesine sahip olacak yerde, 0 ile 1 arasında değişik değerlere sahip olması düşünülür. İş böyle olunca da, bazı öğelerin belirsizlik içerdikleri kabul edilir. Bu belirsizliğin ilk bölümde anlatıldığı gibi sayısal olmayan durumlardan kaynaklanması halinde bulanıklıktan söz edilir. Özellikle bazı cihazların prezisyonu diye tabir edilen durumlarda mesela  $\pm 1$ ' lik prezisyon, ölçülen büyüklüğün  $x$  ile gösterilmesi halinde  $x + 0.01$  ve  $x -$

0.01 arasında değişeceği anlaşılır. Bunun klasik ye bulanık kümelerde gösterilimi ise Şekil 3.11.'de verilmiştir.



Şekil 3.11. Prezisyon (a) bulanık, (b) klasik

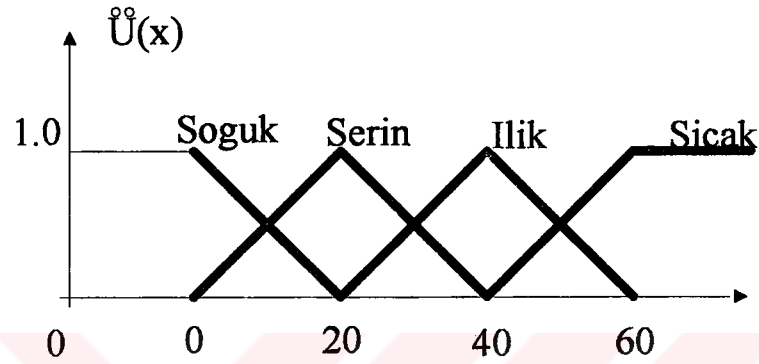
Buradan bulanık presizyonun pratikte mantıklı olarak daha sağlıklı bir tanım olduğu ortaya çıkar. Böylece prezisyon kelimesinden ve değerinden bulanık üyelik fonksiyonu üçgen Şeklinde ortaya çıkar.

### 3.6.1 Üyelik Derecesi Atanması

İhtimaller hesabından bilineceği gibi rast gele bir değişkene değişik ihtimal yoğunluk fonksiyonları uydurulabileceğine benzer olarak bulanık kümelere daha da fazla Şekilde üyelik fonksiyonu uydurmak mümkündür. Bulanık kümelerin gerek üyelik derecelerinin gerekse bunların tümünü temsil edebilecek üyelik fonksiyonlarının belirlenmesinde ilk başlayanlar tarafından kişisel sezgi, mantık ve tecrübelerin kullanılmasına sıkça rastlanır. Zaten pratikte birçok sorunun üstesinden gelmek için bu yaklaşımlar çoğu zaman yeterlidir. Öyle olmasa bile, ilk yaklaşım olarak bu esaslara göre alınmaları faydalıdır. Üyelik fonksiyonlarının belirlenmesinde kullanılan diğer yöntemlerin tümü burada gösterilmeyecek kadar fazladır ve başlıcalar a) sezgi, b) çıkarım, e) mertebelenme, d) açılı bulanık kümeler, e) yapay sinir ağları, f) genetik algoritmalar, g) çıkarımcı muhakeme gibi değişik yaklaşımlardır.



Bunlardan sezgi fazlaca teknik bilgi gerektirmemektedir. Burada her kişinin kendi anlayış, görüş ve olaya bakışları önemli rol oynar. Buna en basit örnek herkesin hemen her gün karşı karşıya kalarak görüş belirttiği sıcaklık kelimesinin belirttiği belirsiz alt kümeleri düşünebiliriz. En azından soğuk, serin, ılık ve sıcak gibi dört tane alt küme belirlenebilir. Bu alt kümelerin her biri belirli bir geometrik şekil ile Şekil 3.12.' de görüldüğü gibi temsil edilebilir.



Şekil 3.12. Sıcaklık Bulanık Alt Kümeleri

Bu geometrik şekillerin konumları, doğal olarak o yörede yaşayan, kişilere göre değişir. Örneğin, kutuplarda yaşayan insanların soğuk kavramı ile tropikal bölgelerde yaşayanlarınkı birbirinden oldukça farklıdır.

Üyelik fonksiyonu atamalarında mertebelenendirme yöntemi de kullanılır Burada bin bulanık değişkene anketler, araştırmalar veya seçimler sonucunda üyelik derecelerinin atanmasına çalışılır. Her zaman verilen iki seçenek arasındaki tercihler sayılır veya bu tercihlere verilen puanlandırmalarla işlemler görülür.

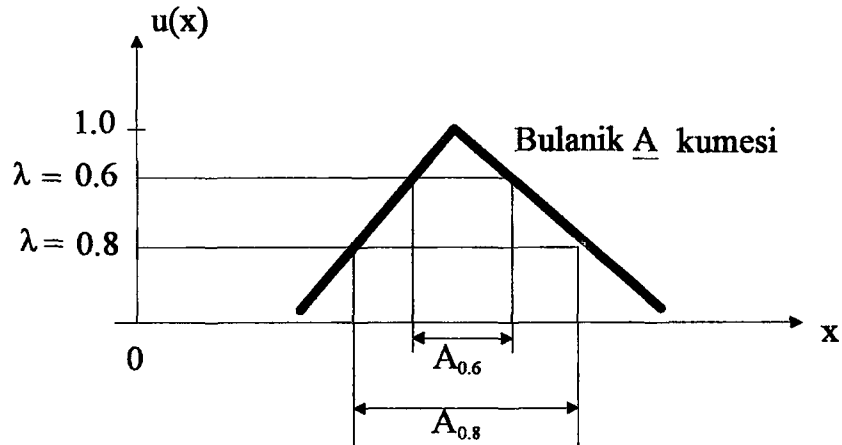
### 3.7 Durulaştırma

Önceki bölümde bulanık kümelerin üyelik fonksiyonlarının nasıl bulunacağı hakkında gerekli temel bilgi ve yöntemlerden bahsedilmiştir. Ancak pratik uygulamalarda özellikle cihaz tasarımlarda ve mühendislik plan, proje ve tasarımlarında boyutlandırmalar için kesin sayısal değerlere gerek duyulmaktadır. İşte bu durumlara bulanık olarak elde edilmiş veya verilmiş bilgilerden yararlanarak gerekli cevapların verilmesi için bulanık olan bilgilerin durulaştırılması

gerekmektedir. İnsanlar ve zeka çalışmalarında bulanık değişken, küme, mantık ve sistemler öneme sahip olmasına karşın, bunların bulanık olabilecek çıkarımlarının kesin sayılar haline dönüştürülmesi gerekir, işte bulanık olan bilgilerin kesin sonuçlar haline dönüştürülmesi için yapılan işlemlerin tümüne birden 'durulaştırma' işlemleri adı verilir (Zadeh, 1978; Şen, 1999).

### 3.7.1 Bulanık Kümelerin Lamda Kesimleri

Verilen bir  $\underline{A}$  bulanık kümesinin,  $\lambda$  0 ile 1 arasında olmak üzere üyelik derecesinin belirli bir değerinde kesilmesi düşünülürse bunun sonucunda  $\underline{A}_\lambda$  gibi klasik ve öğelerinin üyelik dereleri sadece 0 veya 1 olan bir klasik küme ortaya çıkar. Burada  $\underline{A}_\lambda$  nütasyonunun altında yaklaşık işaretinin bulunmadığına dikkat ediniz. Verilen bir bulanık küme sonsuz şekilde  $\lambda$  seviyesinde kesilebileceğine göre bir bulanık kümeden sonsuz tane klasik küme çıkarılabilir. Yine  $\underline{A}_\lambda$  kümesine alt olan bir  $x$  öğesi ( $x \in \underline{A}_\lambda$ ) üyelik derecesi en az  $\lambda$  kadar olan bir öğe olarak  $\underline{A}$  bulanık kümesine de aittir



Şekil 3.13.  $\underline{A}$  bulanık kümesi

### 3.7.2 Bulanık İlişkilerde Lamda Kesimleri

Beşer elemanlı iki bulanık kümenin ortaya çıkaracağı ilişki matrisi,  $R$  aşağıdaki şekilde belirlenmiş olsun.

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0.8 & 0 & 0.1 & 0.2 \\ 0.8 & 1 & 0.4 & 0 & 0.9 \\ 0 & 0.4 & 1 & 0 & 0 \\ 0.1 & 0 & 0 & 1 & 0.5 \\ 0.2 & 0.9 & 0 & 0.5 & 1 \end{bmatrix} \quad \lambda = 0 \text{ için} \quad R = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Burada da kümeler için olduğu gibi  $\lambda$  kesimlerinden söz edilerek işlemler yapılabilir.

Bu matris ilişkisinin  $\lambda = 1.0, 0.9$  ve  $0$  kesimlerindeki matrisleri

$$\lambda = 1 \text{ için } R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \lambda = 0.9 \text{ için } R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

bulunur. Bulanık kümeler üzerinde yapılan  $\lambda$  kesimleri bazı kurallara uyar. Bunlar arasında şunlar vardır.

1.  $(R \cup S)\lambda = R\lambda \cup S\lambda$ , 2.  $(R \cap S)\lambda = R\lambda \cap S\lambda$ , 3. Herhangi bir  $\lambda$ , değeri için

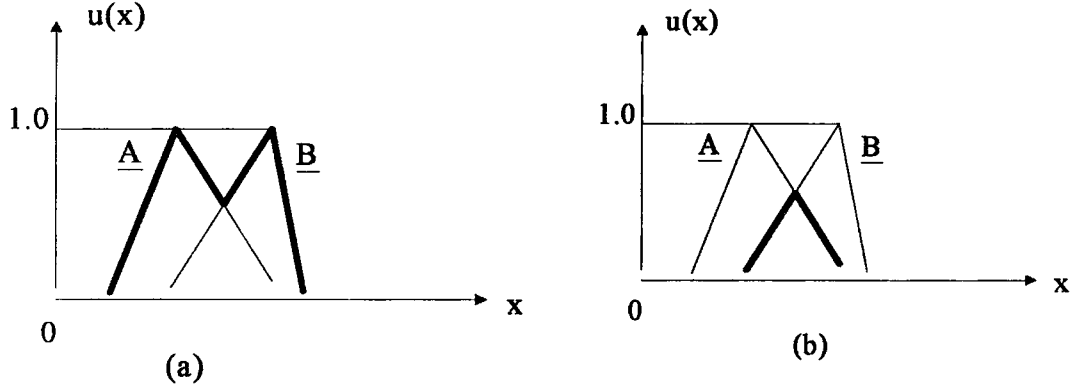
$$\lambda \leq \alpha, 0 \leq 1, \text{ ise } R\alpha \subseteq R\lambda$$

(3.21)

### 3.7.3 Durulaştırma İşlemleri

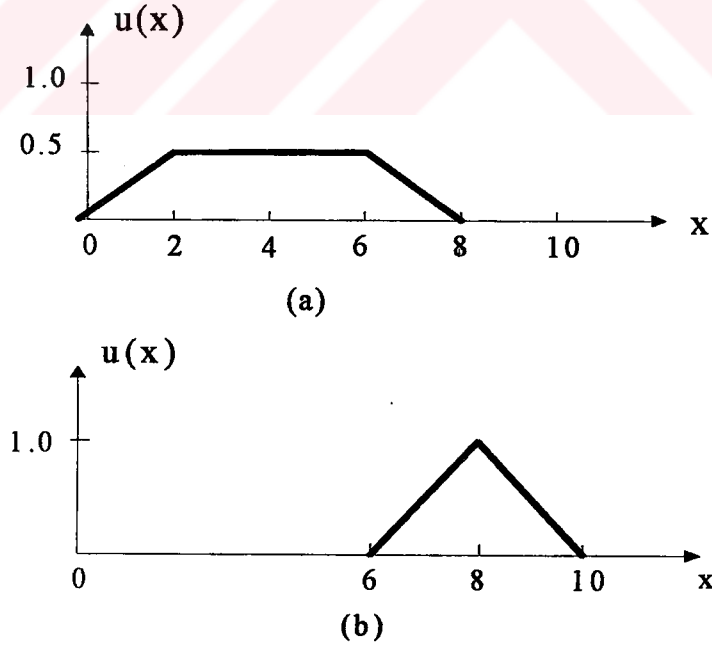
Daha öncede belirtildiği gibi bir bulanık küme işlemi sonucundaki bulanık kümenin tek sayı haline dönüştürülmesi gerekebilir. Bu bulanıklaştırma işleminin aksi olan durulaştırma işlemi ile yapılır. Yapılan işlemler sonrasında bulanık sonuçlardan bir tanesi Şekil 3.14.a'daki gibi yamuk diğerinin ise Şekil 3.14.b'deki gibi üçgen şeklinde olduğunu düşünelim. Bunların ikisinin birleşimi ise yapılan son işlem

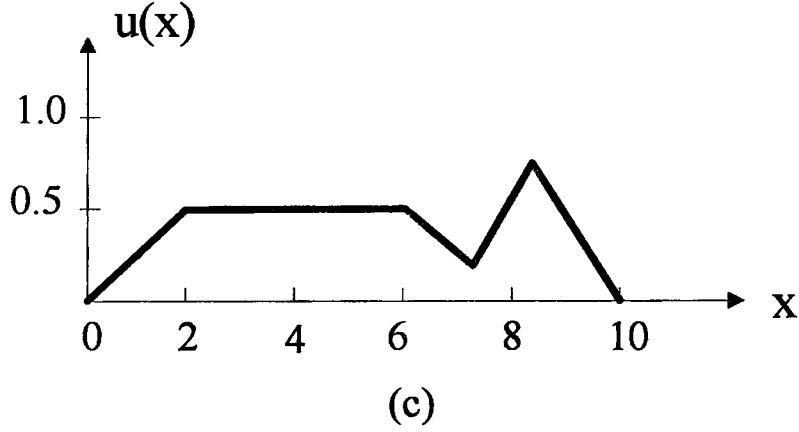
sonrası bulanık çıkarım olsun. Simdi bu son dış bükey olmayan bulanık kümeden tek sayılı bir tasarım büyüklüğünün çıkartılması düşünölsün. İşte bunun için durulaştırma işleminin yapılması gerekecektir.



Şekil 3.14. İki bulanık kümenin; (a) Birleşimi (b) Kesişimi

Tabii olarak şekilde, ik tane bulanık kümenin birleşimi sonucunda elde edilen bulanıkçıkarım gösterilmiştir. Halbuki, değişik şekilleri olan çıkarımların iki veya daha fazla sayıdaki temel bulanık kümelerden çıkması mümkündür.



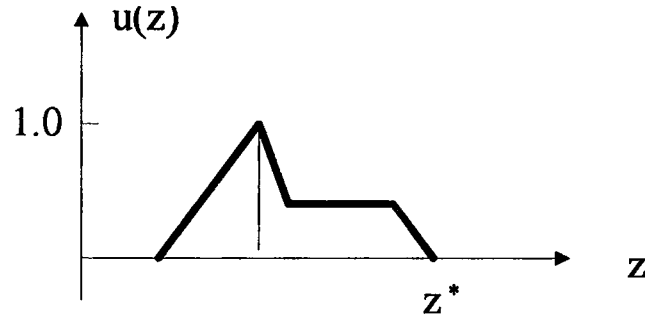


Şekil 3.15. Bulanık küme çıktısı (a) Girdi ilk kısmı (b) Girdi İkinci kısmı  
(c) İkisinin Birleşimi

Aşağıda yedi tane durulaştırma işleminin esasları verilmiştir. Bunların hangisinin kullanılacağına araştırma veya tasarımı yapan mühendisin elindeki sorunun türüne göre cevap vermesi gereklidir. Aşağıdaki çıkarım bulanık kümesinin Z, öğelerinin ye durulaştırılmış değerinin ise 1 ile gösterildiklerine dikkat edilmelidir.

**1.En büyük üyelik ilkesi:** Bunun diğer bir adı da yükseklik yöntemidir. Kullanılması, için tepeleri olan çıkarımlara gerek vardır. Şekil 3.16.' da gösterilen bir durulaştırma işleminin aritmetik nütasyon şeklinde gösterimi

$$\bar{U}_c(z) \geq \bar{U}_c(z) \text{ tüm } z \in Z \text{ olur.}$$

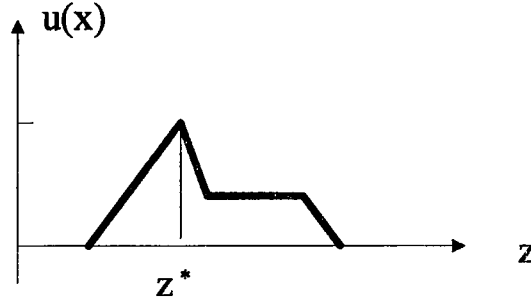


Şekil 3.16. En büyük üyelik derecesinin durulaştırması

**2. Sentroit yöntemi:** Bunun diğer bir adı ağırlık merkezi yöntemidir. Durulaştırma işlemlerinde belki de en yaygın olarak kullanılan işlem budur. Şekil 3.17'de

gösterilmiş olan bu durulaştırmanın matematik işlemi aşağıdaki denklem vasıtası ile yapılır.

$$Z^* = \frac{\int \ddot{u}_\varphi(z) \cdot z dz}{\int \ddot{u}_\varphi(z) dz} \quad (\text{Şen, 1999}) \quad (3.22)$$

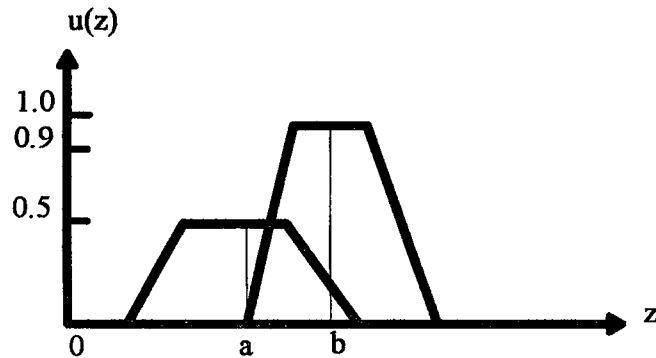


Şekil 3.17. Sentroid yöntemiyle durulaştırma

**3.Ağırlıklı ortalama yöntemi:** Bunun kullanılabilmesi için simetrik üyelik fonksiyonunun bulunması gerekir. İşlemler matematik olarak

$$z^* = \frac{\int \ddot{u}_\varphi(z) \cdot z dz}{\int \ddot{u}_\varphi(z) dz} \quad (\text{Şen, 1999}) \quad (3.23)$$

şeklinde yapılır. Burada  $\sum$  işareti cebir anlamında toplamayı gösterir Bu durulaştırma işlemi Şekil 3.18.' de gösterilmiştir. Böylece çıkışı oluşturan bulanık kümelerin üyelik fonksiyonlarının her biri sahip oldukları en büyük üyelik derecesi değeri ile çarpılarak ağırlıklı ortalamaları alınır.



Şekil 3.18. Ağırlıklı ortalama yöntemi durulaştırması

Örnek olarak şekil 3.18.'deki iki bulanık kümenin ağırlıklı ortalaması (durulaştırılmış değer)

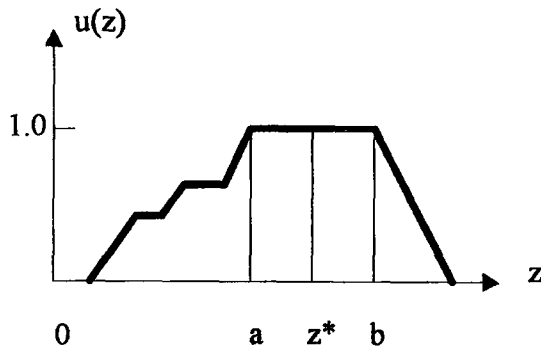
$$Z^* = \frac{\alpha(0.6) + b(0.9)}{0.6 + 0.9} \quad (\text{Şen, 1999}) \quad (3.24)$$

olarak bulunur. Bu durulaştırma işlemi sadece simetrik olan üyelik fonksiyonları için geçerli olduğundan a ye b değerleri temsil ettikleri şekillerin ortalamalarıdır.

**4. Ortalama en büyük üyelik:** Bu yöntem aynı zamanda en büyüklerin ortası diye de bilinir. Bu bakımdan birinci durulaştırma ilkesine çok yakındır. Ancak en büyük üyeliğin konumu tekil olmayabilir. Bunun anlamı üyelik fonksiyonunda en büyük üyelik derecesine sahip olan  $\bar{u}_A(z) = 1$ , bir nokta yerine plato kısmı bulunabilir. Şekil 3.19.'da bulanıklaştırma işlemi gösterilmiş olan bu yöneme göre durulaştırılmış değer;

$$Z^* = a + b/2 \quad (3.25)$$

buradaki a ye b değerleri şekilde gösterilmiştir.



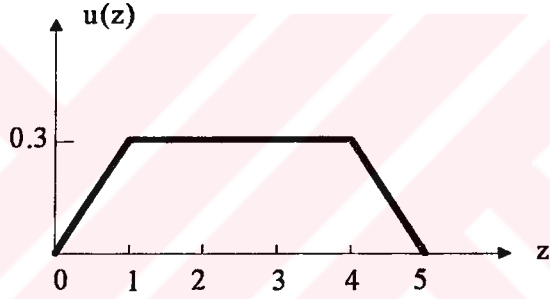
Şekil 3.19. Ortalama en büyük üyelik durulaştırması

**5. Toplamların merkezi:** Kullanılan durulaştırma işlemleri arasında en hızlı olan bu yöntemdir. Bu yöntemde iki bulanık kümenin birleşimi yerine onların cebirsel

toplamları kullanılır. Bunun bir mahzuru örtüşen kısımların iki defa toplama girmesidir. Durulaştırılmış değer

$$z^* = \frac{\int z \sum_{k=1}^n \ddot{u}_{\zeta}(z) dz}{\int \sum_{k=1}^n \ddot{u}_{\zeta}(z) dz} \quad (\text{Şen, 1999}) \quad (3.26)$$

olarak hesap edilebilir. Bir bakıma bu hesaplama tarzı ağırlıklı ortalama durulaştırmasına benzer. Ancak toplamların merkezi yönteminde ağırlıklar ilgili üyelik fonksiyonlarının alanlarıdır. Ortalama ağırlıklar yönteminde ise bu her bir, üyelik derecesidir. Toplamların merkezi ile durulaştırma işlemleri Şekil 3.20.'de gösterilmiştir.



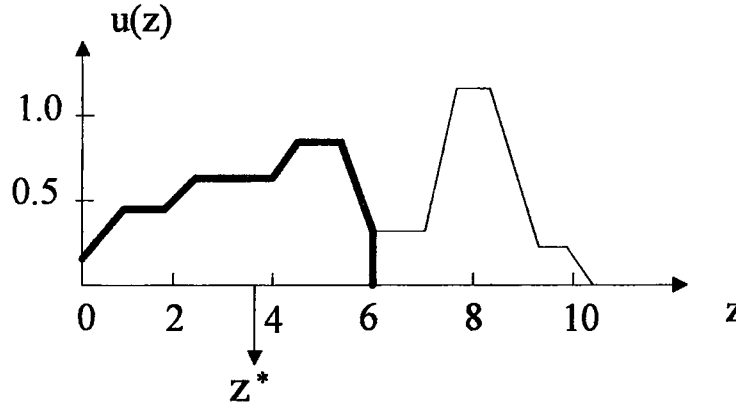
Şekil 3.20. Toplamların merkezi durulaştırması

**6. En büyük alanın merkezi:** Eğer çıkış bulanık kümesi en azından iki tane dış bükey alt bulanık kümesi içeriyor ise, dış bükey bulanık kümelerin en büyük alanlısının ağırlık merkezi durulaştırma işleminde kullanılır. Şekil 3.21.'de gösterilen durulaştırma işleminin matematik hesaplaması

$$Z^* = \frac{\int \ddot{u}_{eb\zeta}(z).zdz}{\int \ddot{u}_{eb\zeta}(z)dz} \quad (\text{Şen, 1999}) \quad (3.27)$$

eşitliğine göre yapılır. Burada  $\ddot{u}_{eb\zeta}(z)$  en büyük alanlı dış bükey bulanık kümenin hakim olduğu alt bölgeyi gösterir.





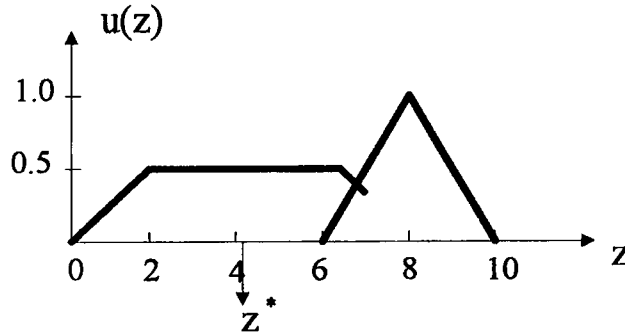
Şekil 3.21. En büyük alan merkezi ile durulaştırma

Bu şart tüm çıkarım bulanık kemesinin dış bükey olmadığı zaman kullanılır ama tüm çıkarımın dış bükey olması durumunda  $z^*$  sentroid yöntemi ile elde edilen aynısıdır.

**7. En büyük ilk veya son üyelik derecesi:** Bu yöntemde tüm çıktıların birleşimi olarak ortaya çıkan bulanık kümede en büyük üyelik derecesine sahip olan en küçük (veya en büyük) bulanık küme değerini seçmek esasına dayanır. Hesaplamaların vereceği  $z^*$  için aşağıdaki denklemler geçerlidir. Önce bulanık küme çıkarımı, B, birleşiminde en büyük yükseklik,  $y_{eb}$ , tespit edilir.

$$y_{eb}(B) = EB[\bar{u}_B(z)] \quad (3.28)$$

Bundan sonra birinci en büyük değer,  $z^*$ , bulunur. Bu yöntemin bir diğer seçeneği ise ilk yerine son en büyük bulanık küme değerinin,  $z^*$ , bulunmasıdır. Bu durumlar Şekil 3.22' de gösterilmiştir.



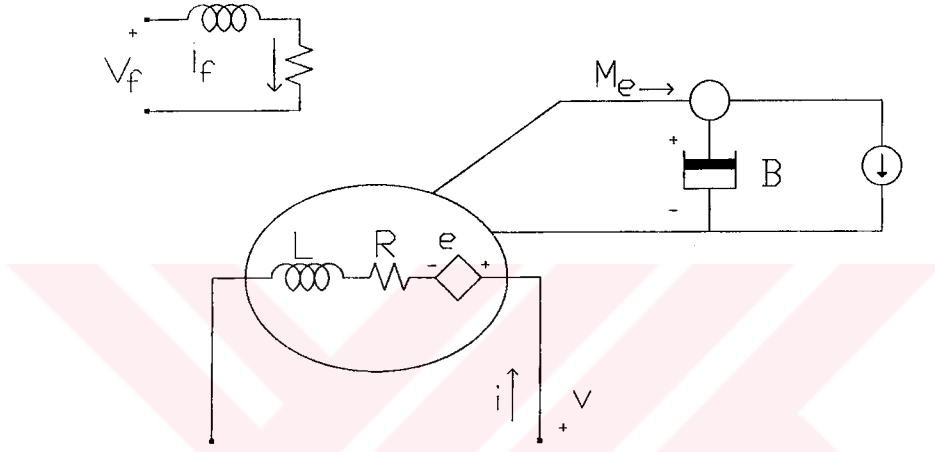
Şekil 3.22. İlk ve Son En büyük Üyelik Dereceleri İle Durulaştırma

Bu bölümde bulanık kümelerden nasıl tek değer veren durulaştırma işlemlerinin kullanıldığı hakkında yöntemlerle birlikte bilgiler verilmiştir. Pratik ve endüstri uygulamalarında bir makinenin ihtiyacı olan akımın artırılması bulanık olarak düşünülebilir ancak ne miktarda arttırılacağı kesin sayılarla olur. Bu nedenle, durulaştırma doğal ve gerekli bir işlemdir. Burada sunulan durulaştırma yöntemlerinden hangisinin en iyi olduğu sorusu vardır. Burada karar verilebilmesi için kullanıcının ilgilendiği sorunla ilişkili olarak bazı durumlar önceden bilmesi gereklidir. Bu bilgilerin başında incelenen olayın sürekli olup olmadığıdır. Sürekli durumun söz konusu olması durumunda bulanık sistemde küçük bir değişiklik çıktılarda büyük değişikliklere sebep olmaz. İkinci olarak göz önünde tutulması gerekli olan husus ise durulaştırmadan sonra varılan sonucun, ikilemli veya çok cevaplı olmamasıdır. Örneğin böyle bir istek en büyük alanın merkezi yönteminde sağlanamayabilir. Çünkü en büyük üyelik fonksiyonlarının eşit alana sahip olmaları durumunda z için ikilem belirsizliği ortaya çıkar. Aranılması gerekli üçüncü kriter ise sonuçların makul ve mantıklı olmasıdır. Örneğin, makul ve mantıklı bir durulaştırmada varılan tek değer bulanık kümenin dayanağının ortalarına doğru ve üyelik derecesinin oldukça büyük olması beklenir. Aranılan bir diğer özellik ise yapılacak hesaplamaların basit olmasıdır. Son olarak da, bulanık çıktı kümesinin ağırlıklarını hesaba katan ağırlıklı yöntemin öncelikle tercih edilmesidir. Böylece sentroid, ağırlıklı ortalama ve toplamların merkezi yöntemleri arasında farkın belirlenmesine yarar (Şen, 1999).

## 4. MATERYAL VE METHOD

### 4.1 Materyal

Şekil 4.1.'de model olarak alınan DC servo motorun eşdeğer devresi verilmiştir. Servo motorlarda hız, gerilim değiştirilerek kontrol edilir.



Şekil 4.1. Model Olarak Alınan DC Servo Motor Eşdeğer Devresi

Yukarıdaki eşdeğer devreye göre aşağıdaki gerilim ve moment denklemleri yazılabilir.

$$V_f = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (4.1)$$

$$V = R i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + e(t) \quad (4.2)$$

$$M_e = j \cdot \frac{dw(t)}{dt} + B \cdot w(t) + M_y(t) \quad (4.3)$$

$$V(t) = R i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + e(t) \quad (4.4)$$

$$\frac{V(t)}{L} = \frac{R}{L}i(t) + \frac{di(t)}{dt} + \frac{e(t)}{L} \quad (4.5)$$

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V(t)}{L} - \frac{R}{L}i(t) - \frac{e(t)}{L} \quad (4.6)$$

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) - \frac{e(t)}{L} + \frac{V(t)}{L} \quad (4.7)$$

$e(t)$  : Motorda endüklenen gerilim

$$e(t) = K \cdot w(t) \quad (4.8)$$

(4.8) eşitliğindeki değer (4.7) eşitliğinde yerine koyulursa;

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) - \frac{K}{L}w(t) + \frac{V(t)}{L} \quad (4.9)$$

(4.9) eşitliği elde edilir.

$$M_e(t) = j \cdot \frac{dw(t)}{dt} + B \cdot w(t) + M_y(t) \quad (4.10)$$

$$\frac{M_e(t)}{j} = \frac{dw(t)}{dt} + \frac{B}{j}w(t) + \frac{M_y(t)}{j} \quad (4.10)$$

$$\frac{dw(t)}{dt} = \frac{M_e(t)}{j} - \frac{B}{j}w(t) - \frac{M_y(t)}{j} \quad (4.11)$$

$$M_e(t) = K \cdot i(t) \quad (4.12)$$

(4.12) eşitliğindeki değer (4.11) eşitliğinde yerine koyulursa;

$$\frac{dw(t)}{dt} = \frac{K}{j}i(t) - \frac{B}{j}w(t) - \frac{M_y(t)}{j} \quad (4.13)$$

eşitliği elde edilir.

Sistemin blok diyagramını çıkarabilmek için, başlangıç koşulları sıfır alınarak (4.9) ve (4.13) eşitlikleri üzerinde laplace dönüşümünün yapılması gerekir.

(4.9) eşitliği üzerinde laplace dönüşümü yapılırsa;

$$s.i(s) = -\frac{R}{L}i(s) - \frac{K}{L}w(s) + \frac{Vs}{L} \quad (4.14)$$

$$L.s.i(s) = -R.i(s) - K.w(s) + V(s) \quad (4.15)$$

$$L.s.i(s) + R.i(s) = V(s) - K.w(s) \quad (4.16)$$

$$i(s)(Ls + R) = V(s) - Kw(s) \quad (4.17)$$

$$i(s) = \frac{V(s) - K.w(s)}{R + Ls} \quad (4.18)$$

elde edilir.

(4.13) eşitliği üzerinde laplace dönüşümü yapılırsa;

$$s.w(s) = \frac{K}{j}i(s) - \frac{B}{j}w(s) - \frac{M_y(s)}{j} \quad (4.19)$$

$$j.s.w(s) = K.i(s) - B.w(s) - M_y(s) \quad (4.20)$$

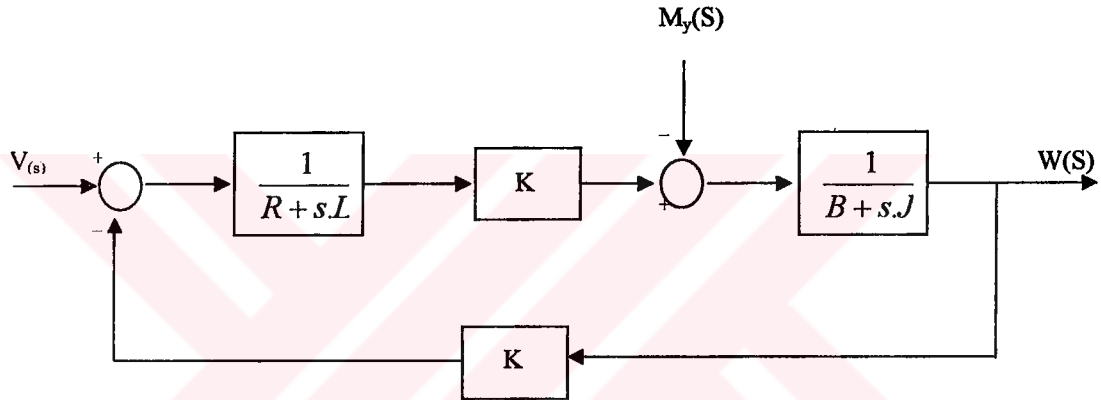
$$js.w(s) + B.w(s) = K.i(s) - M_y(s) \quad (4.21)$$

$$w(s)(js + B) = K i(s) - M_y(s) \quad (4.22)$$

$$w(s) = \frac{K i(s) - M_y(s)}{B + sj} \quad (4.23)$$

elde edilir.

$V(s)$  rotor gerilimi ve  $M_y(s)$  yük momenti giriş büyüklükleri,  $w(s)$  açısal hızda çıkış büyüklüğü olmak üzere sistemin transfer fonksiyonu Şekil 4.2.'de görüldüğü gibidir.



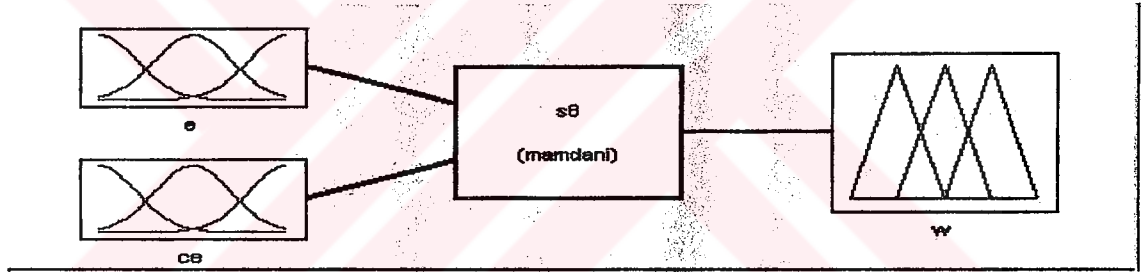
Şekil 4.2. Servo Motorun Transfer Fonksiyonu

Aşağıda model olarak alınan servo motorun parametreleri verilmiştir.

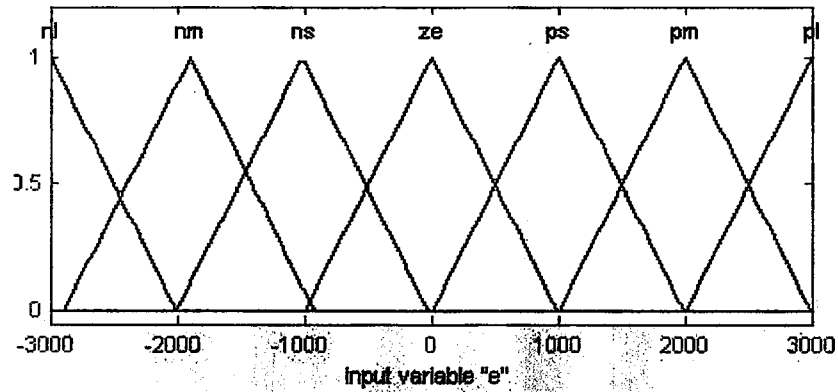
V	= 165 V
I	= 12.1 A
n	= 3000 dev/dak
M	= 6 Nm
j	= 0.0021 kgm <sup>2</sup>
B	= 0.0005 Nms/rad
K	= 6/12.1 Nm/A
R	= 0.51 Ω
L	= 0.0027mH

## 4.2 Metod

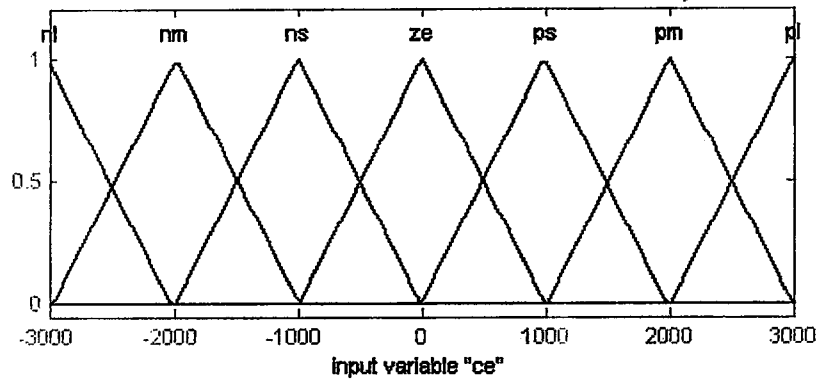
Bu çalışma DC servo motor için oluşturulan Fuzzy modelde Şekil 4.3.'de görüldüğü gibi 2 giriş ve bir çıkış değişkeni kullanılmıştır. Burada hata değişkeni (e) ve hatada değişimi (ce) giriş değişkenleri, açısal hız (w) ise çıkış değişkeni olarak ele alınmıştır. Burada hata, motorun dönmesi istenen devir sayısı ile o anda döndüğü devir sayısı arasındaki farktır. Hatadaki değişim ise, bir an önceki hata ile o anki hata arasındaki farktır. Modelde kullanılan değişkenler e, ce ve w için seçilen üyelik fonksiyonları sırasıyla şekil 4.4., 4.5. ve 4.6. da verilmiştir. Örnek olarak seçilen motor maksimum 3000 dev/dak ile dönebileceği için hata ve hatadaki değişimin alabileceği değerler 0 ile 3000 arasında olabilecektir.



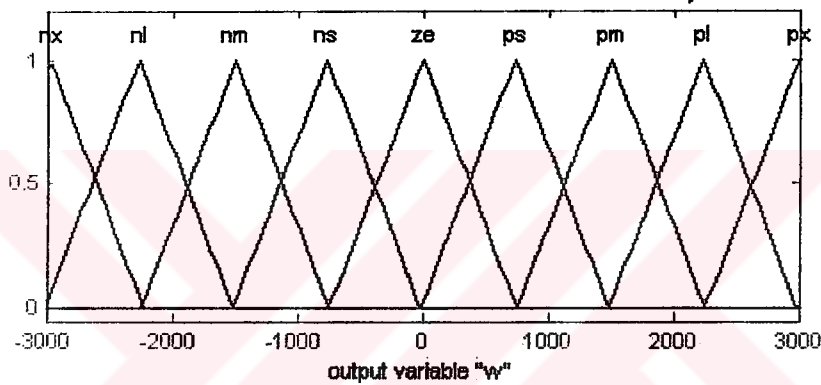
Şekil 4.3. Bulanık Kontrol İçin Seçilen Model



Şekil 4.4. Hata (e)'ye ait üyelik fonksiyonu



Şekil 4.5. Hatadaki Değişim (ce)'ye ait üyelik fonksiyonu



Şekil 4.6. w(Hız)'ye ait üyelik fonksiyonu

Modellemede kullanılan kurallar Tablo.4.1.'de verilmiştir. Tabloda kullanılan kısaltmalar ve simgeler ise kısaltmalar bölümünde açıklımı verilmiştir.

Tablo 4.1. Bulanık Mantıkta Kullanılan Kural Tablosu

e – ce	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NX	NX	NX	NX	NS	ZE	PX
NM	NX	NX	NL	NL	NS	PS	PX
NS	NX	NL	NL	NM	PS	PS	PX
ZE	NX	NL	NL	ZE	PL	PL	PX
PS	NX	NS	NS	PM	PL	PL	PX
PM	NX	NS	PS	PL	PL	PX	PX
PL	NX	ZE	PS	PX	PX	PX	PX



Tabloda verilen kurallar fuzzy kural tabanında sözel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir,

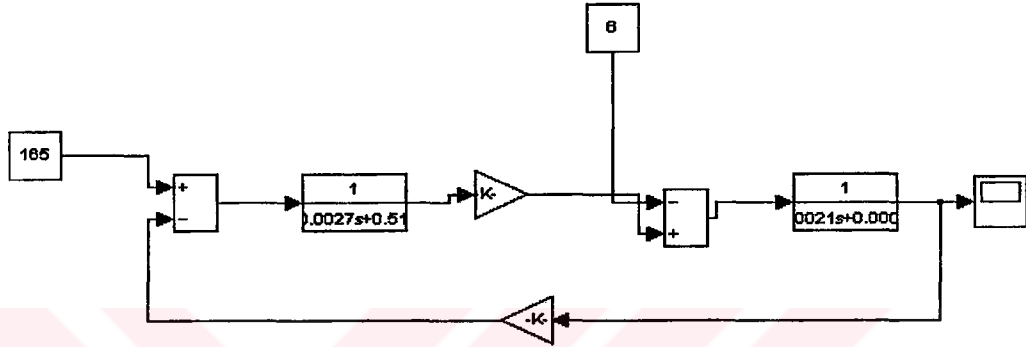
if (e is NL) and (ce is NL) then w is NX  
if (e is NL) and (ce is NM) then w is NX  
if (e is NM) and (ce is NS) then w is NL  
if (e is NM) and (ce is PS) then w is NS  
if (e is NS) and (ce is NL) then w is NX  
if (e is ZE) and (ce is NL) then w is NX

Yukarıdaki ifadeden de anlaşılacağı gibi her bir kural hata ve hatadaki değişimi temsil eden bulanık küme elemanları ile açısal hızı temsil eden bulanık küme elemanı arasındaki ilişkiyi tanımlamaktadır.

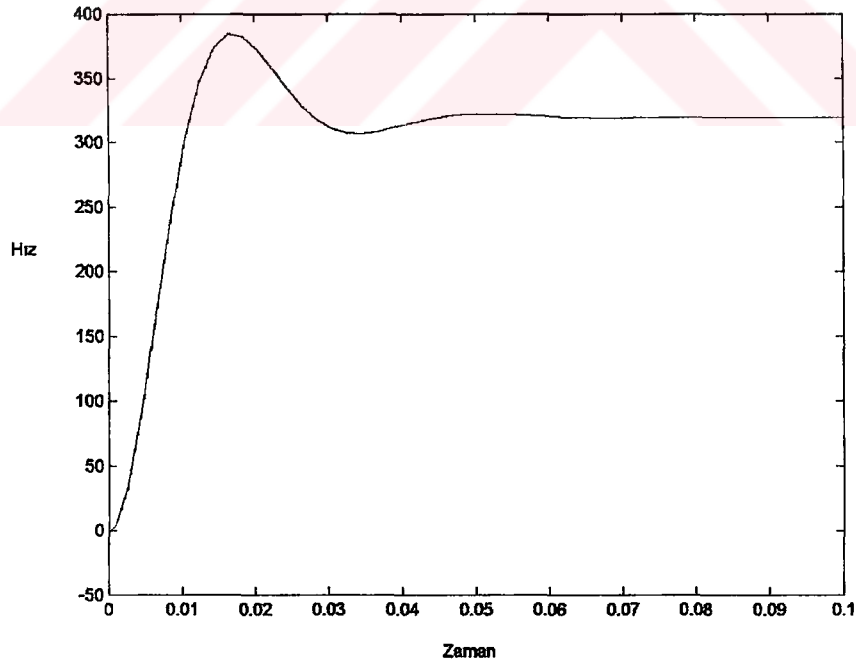
Bütün bunlar işlenip, her bir kurala ilişkin bulanık sonuç elde edildikten sonra bu sonuçlar durulaştırılarak gerçek sonuç belirlenir. Durulaştırma işlemi bulanık denetleyicinin durulaştırma biriminde gerçekleştirilir (Altaş, 1999).

## 5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

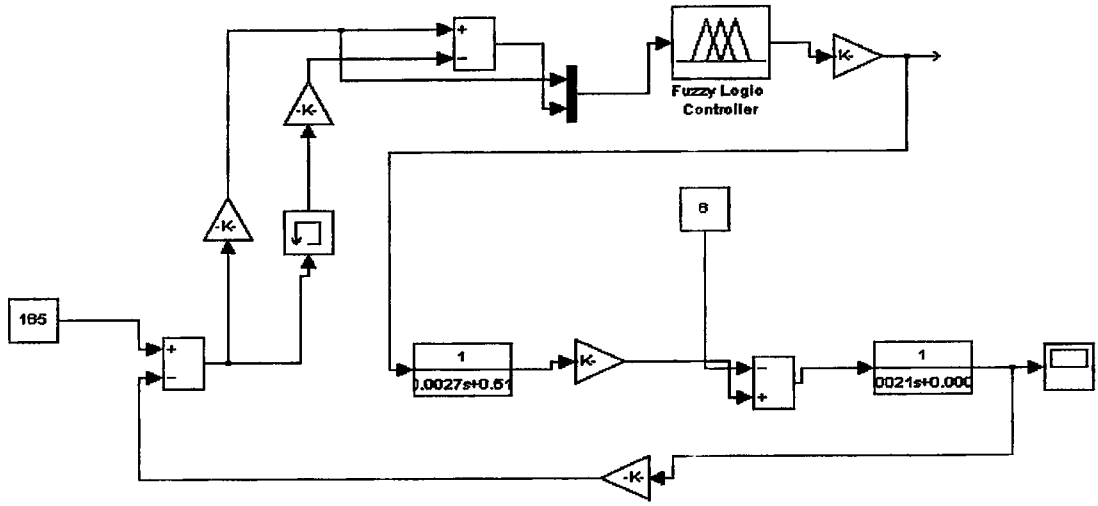
Şekil.5.1'de servo motorun hız kontrolü için matlab simulink modülünde çizilmiş blok diyagram görülmektedir. Şekil.5.2'de ise bu kontrol sonucunda elde edilen hız zaman grafiği çizilmiştir. Bu kontrol sonucunda Şekil.5.2'de görüldüğü gibi kontrol sistemlerinde istenmeyen bir aşma olayı gerçekleşmiştir. Ayrıca motorun 0.073 sn gibi bir sürede kararlılığa ulaştığı görülmektedir.



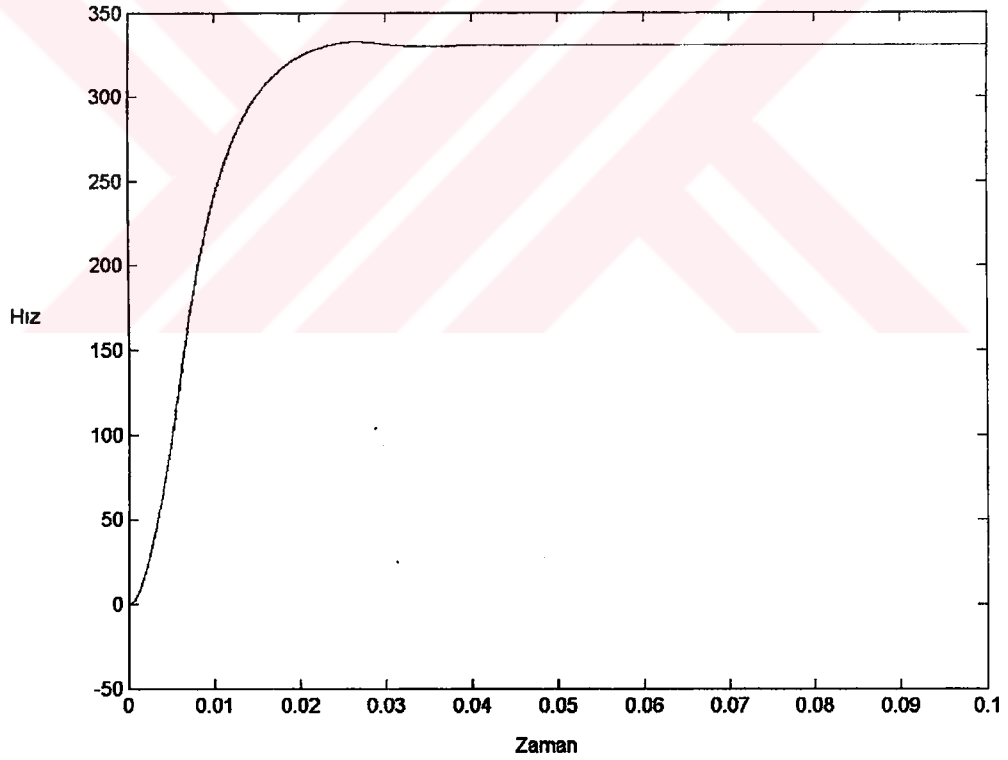
Şekil 5.1. Servo Motorun Bulanık Mantık Kullanılmadan Kontrolü İçin Kullanılan Simulink Modeli



Şekil 5.2. Fuzzy Logic Kullanılmadan Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği



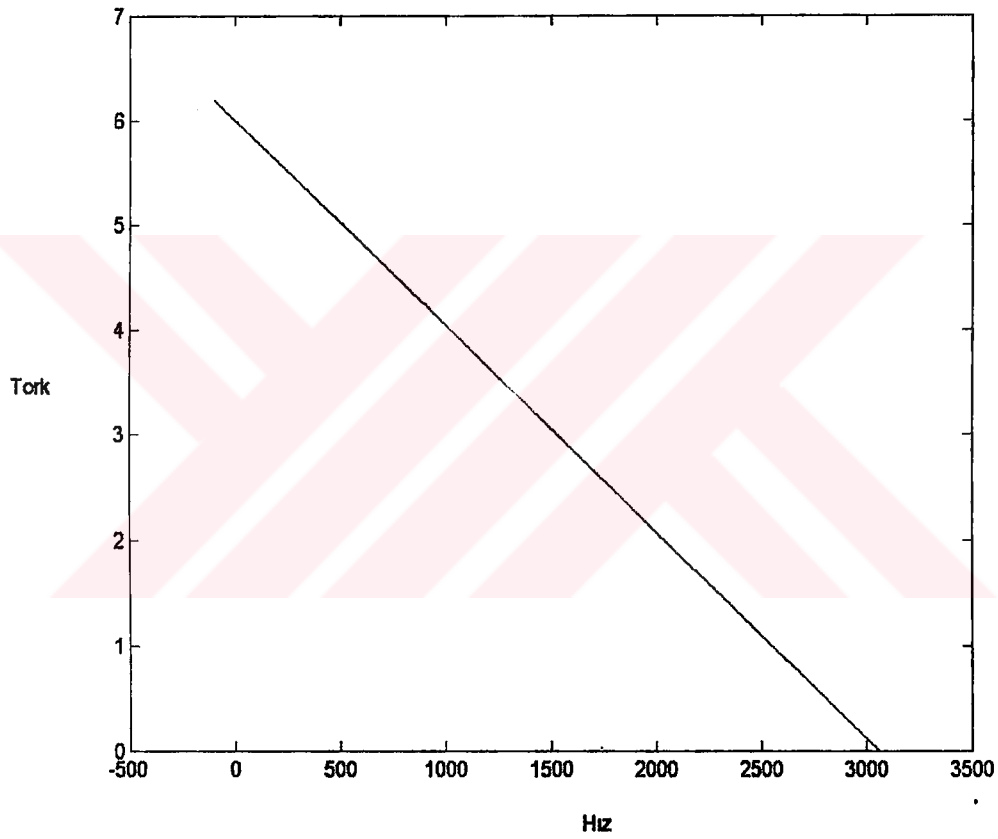
Şekil 5.3. Servo Motorun Bulanık Mantık Kullanılarak Kontrolü İçin Kullanılan Simulink Modeli



Şekil 5.4. Fuzzy Logic Kullanılarak Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği

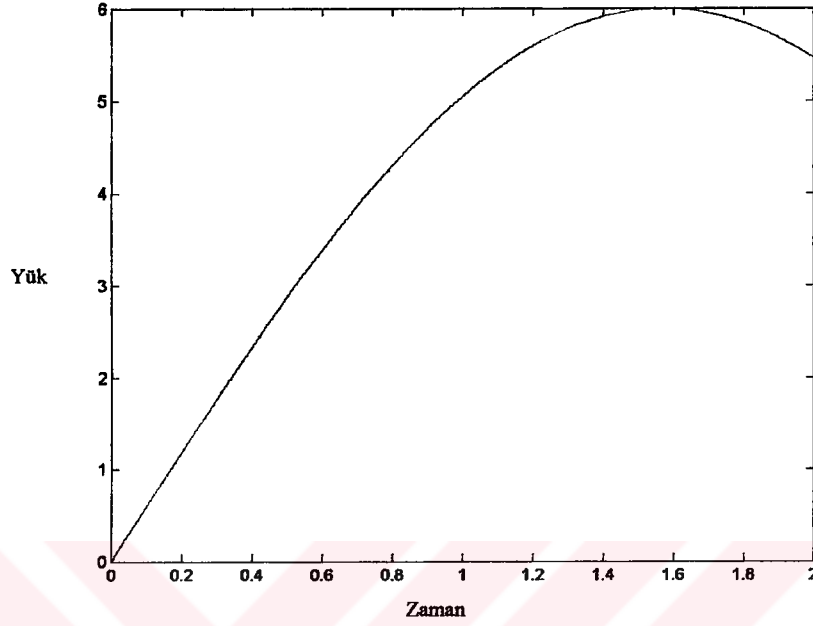
Şekil 5.3’de servo motorun fuzzy logic kullanılarak hız kontrolü için matlab simulink modülünde çizilmiş olan blok diyagramı görülmektedir. Şekil.5.4’de ise bu kontrol sonucunda elde edilen hız zaman grafiği çizilmiştir. Fuzzy logic’le kontrol sonucunda Şekil 5.4’deki grafikte de görüldüğü gibi aşma ortadan kalkmış ve fuzzy logic kullanılmadan kontrol edilen motora göre yaklaşık yarı zaman olan 0.036 sn gibi kısa bir sürede kararlılığa ulaşmıştır.

Şekil 5.5’de çalışmadaki bir servo motorun hız tork grafiği gösterilmektedir.

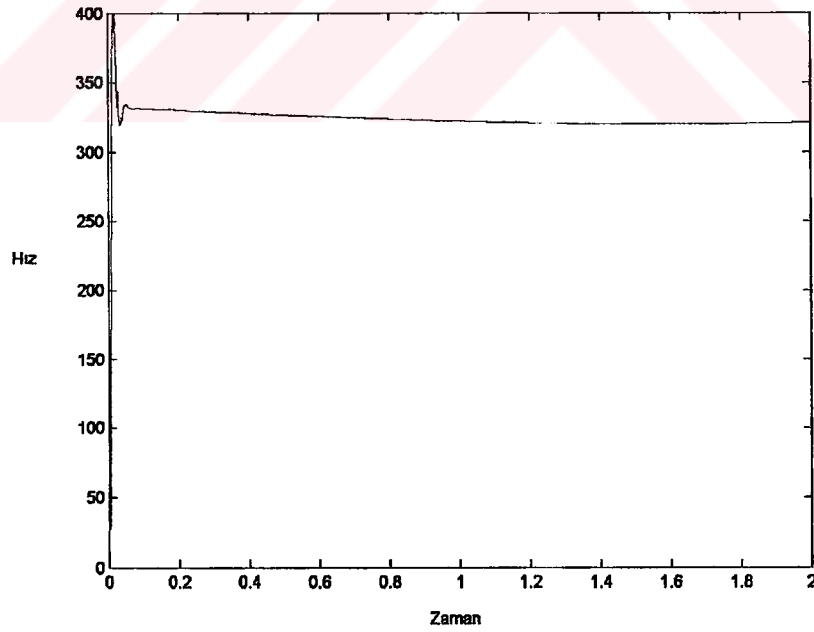


Şekil 5.5. Çalışmada Servo Motorun Hız Tork Grafiği

Şekil 5.6'da servo motora uygulanan değişken yüke ait pick değeri 6 Nm olan grafik gösterilmektedir.



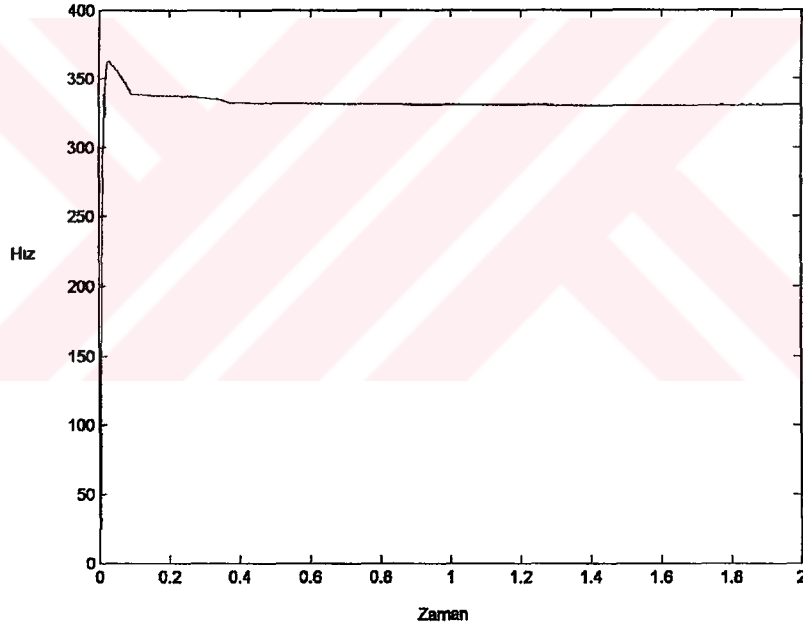
Şekil 5.6 Servo Motora Uygulanan Değişken Yük



Şekil 5.7 Fuzzy Logic Kullanılmadan Değişken Yük Altında Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği

Şekil 5.7’de servo motorun fuzzy logic kullanılmadan değişken yük altındaki kontrolü sonucunda elde edilen hız-zaman grafiği gösterilmektedir. Fuzzy logic kullanılmadan kontrol sonucunda, Şekil 5.7’deki grafikte de görüldüğü gibi çok keskin bir aşma meydana gelmiş ve 2 sn. geçmesine rağmen servo motor kararlılığa ulaşamamıştır.

Şekil 5.8’de servo motorun fuzzy logic kullanılarak değişken yük altındaki kontrolü sonucunda elde edilen hız-zaman grafiği gösterilmektedir. Fuzzy logic kullanılarak kontrol sonucunda, Şekil 5.8’deki grafikte de görüldüğü gibi aşma azalmış ve servo motor yaklaşık 1 sn. sonunda kararlılığa ulaşmıştır.



Şekil 5.8 Fuzzy Logic Kullanılarak Değişken Yük Altında Kontrol Edilen Servo Motorun Hız-Zaman Grafiği

## 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Endüstrinin hızlı gelişimine paralel olarak servo motorların kullanım alanları da artmaktadır. Servo motorlar hiçbir kontrol yöntemi kullanılmaksızın çalıştırıldıklarında ilk kalkınma anında aşma(salınım) yapmakta ve buna bağlı olarak geç kararlılığa ulaşmaktadır. Meydana gelen bu olaylar günümüz endüstri uygulamalarında istenmeyen durumlardır.

Bu çalışmada yukarıda anlatılan durumları önlemek için fuzzy logic kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin uygulanması sonucunda, sabit ve değişken yük altında servo motorda ilk kalkınma anında oluşan aşma'nın ortadan kalktığı ve servo motorun daha çabuk kararlılığa ulaştığı görülmüştür. Ayrıca, değişken yükler altında çalışan servo motorların fuzzy logic ile kontrol edilmeleri durumunda diğer yöntemlere göre daha başarılı sonuç elde edildiği görülmüştür. Bu durum servo motorların ani hareketli sistemlerde kullanılmasının büyük avantaj sağlayacağını göstermektedir.

Servo motorların endüstri uygulamalarında daha verimli bir şekilde kullanılabilmesi için fuzzy logic kontrol yönteminin uygulanabileceği görülmüştür.

Bu çalışmanın e-üretim alanında kullanılabilirliği araştırılmalıdır.

E-üretim için motorun çalışma şartlarına göre, performans şartlarına göre fuzzy logic ile dinamik kontrol edilebilirliği ileriki çalışmalar için önerilebilir.

**KAYNAKLAR**

Babaoğlu,G., (2002), Elektrik Motorları, İstanbul, 1-43 s.

Kuo, B.C., Tal, J., (1978), DC Motors and Control Systems, SRL Publishing, 30-40 p.

Mamur, T., (1996), Fırçasız Servo Motorlar Yapıları ve Kontrol Esasları, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniveristesi, 1-24 s.

Hurmali, G.K., (1992), Servo Denetim Sistemlerinin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, 5 s.

Zadeh, L.A,(1965), Fuzzy Sets , Information and Control 8, 338-353 p.

Zadeh, L.A., (1978), Fuzzy Sets As A Basis For A Theory Of Possibility, 3-10 p.

Şen, Z., (1999) "Mühendislikte Bulanık (Fuzzy) Modelleme İlkeleri" Ders Notları, İstanbul, 1-30 s.

Alay,M.İ., Cengiz,Y., (2000), Bulanık Mantık Denetimli Dekoratif Aydınlatma ve Güvenlik Sistemi, III. Ulusal Aydınlatma Kongresi, İstanbul

Hoyle,W.J., (1996), Fuzzy Logic, Control, and Optimisation, University of Canterbury, 4-35 p.

Shieh, M-Y., S.Li, T-H., (1998), Design and Implementation of Integrated Fuzzy Logic Controller For a Servo Motor System, Mechatronics 8, 218-240 p.

Makkonen, A., Koivo, H., (1994), Fuzzy Control of a Nonlinear Servomotor Model, Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Workshop on Advanced Motion Control, 833-841 p.



- Texas Instrument, (1993), Fuzzy Logic: An Overview of the Latest Control Methodology, 1-20 p.
- Alkan, Ş., (1994), Yüksek Hızlı Fuzzy Kontrolcü Kullanarak Bir Servo Motorun Adaptif Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, 1-15 s.
- Bay,Ö.F., Demirbaş, Ş., (1998),A Matlab Toolbox to Design and Analyse a Fuzzy Logic Controlled Brushless DC Motor Servo System, Politeknik Dergisi
- Kowalska,T.O., Szabat,K., Jaszczak, K., (2002), The Influence of Parameters and Structure of PI - Type Fuzzy- Logic Controller on DC Drive System Dynamics, Elsevier Science, 1-14 p.
- Altaş, İ.H., (1999), Bulanık Mantık Denetimli Bir Güç Uyartım Sistemi, Elektrik – Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi
- Davies,B, (1997), Electric Motors and Mechanical Devices, Werd Technology, 217-219 p.
- Mamdani, EH, Assilian, S, (1999), An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, International Journal Of Human-Computer Studies 51 (2), 135-147 p.

Matlab R12 Manual

**ÖZGEÇMİŞ**

**Adı Soyadı** : Ecir Uğur KÜÇÜKSİLLE  
**Doğum Yeri** : Isparta  
**Doğum Yılı** : 1976  
**Medeni Hali** : Bekar

**Eğitim ve Akademik Durum :**

**Lise** 1989 – 1993 Isparta Teknik Lisesi Bilgisayar Bölümü  
**Lisans** 1994 – 1998 Gazi Üniv. Teknik Eğitim Fak. Elektronik-Bilgisayar  
Eğitimi Bölümü

**Yabancı Dil** : İngilizce

**İş Deneyimi :**

1998 – Süleyman Demirel Üniversitesi Keçiborlu Meslek Yüksekokulu  
Öğretim Görevlisi